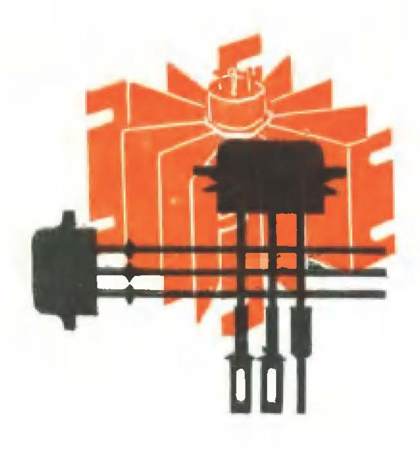
А. И. Аксенов
Д. Н. Глушкова



Мощные транзисторы в радиоустройствах





МАССОВАЯ
РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 846

А. И. АКСЕНОВ, Д. Н. ГЛУШКОВА

МОЩНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ В РАДИОУСТРОЙСТВАХ

«ЭНЕРГИЯ» · МОСКВА 1974

6Ф0.32
А 42
УДК 621.382.2

Аксенов А. И. и Глушкова Д. Н.

А 42 Мощные транзисторы в радиоустройствах. М., «Энергия», 1974.

80 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 846).

В брошюре рассматриваются основные параметры и характеристики мощных транзисторов, применения их в усилителях, преобразователях напряжения и стабилизаторах. Даются рекомендации по применению теплоотводов. Приводятся основные электрические параметры и характеристики мощных транзисторов П213—П215, П216—П217, П210 и П701.
Рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

А $\frac{30404\text{-}190}{051(01)\text{—}74}$ 255—73 6Ф0.32

ВВЕДЕНИЕ

Широкое применение полупроводниковых приборов во всех отраслях народного хозяйства дало возможность создавать устройства, обладающие экономичностью, высокой надежностью и практически неограниченным сроком службы. Применение полупроводниковых приборов сделало возможным создание миниатюрного радиоэлектронного оборудования, позволило создать экономичные устройства с хорошими энергетическими и электрическими параметрами.

Однако полупроводниковые приборы обладают рядом специфических особенностей, которые необходимо учитывать при конструировании радиоэлектронной аппаратуры. Это в первую очередь сильная зависимость параметров их от температуры и большая чувствительность к электрическим перегрузкам. Эти обстоятельства требуют особого внимания к выбору электрических режимов работы полупроводниковых приборов. Следующей особенностью и спецификой применения мощных полупроводниковых приборов является обеспечение необходимого отвода тепла от *p-n* перехода, для чего применяются различные конструкции теплоотводов и методы отвода тепла (охлаждение).

Основной областью применения мощных полупроводниковых приборов являются схемы выходных каскадов усилителей низкой частоты, каскадов, управляющих исполнительными механизмами, преобразователей напряжения и стабилизаторов.

Расчет данного класса схем производится по вольт-амперным характеристикам приборов, поэтому в Приложении приводятся входные и выходные вольт-амперные характеристики в диапазоне допустимых температур.

В брошюре даны примеры расчета схем усиления мощности и преобразования напряжения на мощных полупроводниковых приборах.

Для расчета необходимого теплового режима работы полупроводникового прибора в Приложении дается справочный материал по теплоотводам с необходимыми тепловыми характеристиками.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРА

Транзистор как активный элемент радиоэлектронной схемы характеризуется рядом параметров, отражающих его усилительные свойства. Учитывая специфические особенности полупроводниковых приборов, проявляющиеся в сильной зависимости их параметров от электрического режима и температуры, наиболее удобны и наглядны графические представления параметров. Графические зависимости параметров транзисторов требуются для расчета усилительных и ключевых режимов работы.

К числу графических зависимостей, которые описывают работу транзистора в схеме, относятся: входная характеристика транзистора, показывающая зависимость входного тока I_1 от входного напряжения U_1 при фиксированном напряжении коллектора $I_1 = f(U_1)_{U_к=\text{const}}$; выходная характеристика транзистора, показывающая зависимость выходного тока от выходного напряжения $I_2 = f(U_2)_{I_1=\text{const}}$; переходная характеристика, показывающая зависимость выходного тока от входного $I_2 = f(I_1)_{U_к=\text{const}}$; характеристика обратной передачи, показывающая влияние выходной цепи на входную $U_1 = f(U_2)_{I_1=\text{const}}$.

Вид характеристик зависит от схемы включения транзистора: с общим эмиттером, с общей базой, с общим коллектором. Особенности включения транзистора по этим схемам описаны в гл. 3.

Входная статическая характеристика транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, снимается при неизменном напряжении на коллекторе транзистора (рис. 1). Особенностью этой характеристики является то, что при увеличении напряжения на коллекторе она сдвигается вправо. Наибольший сдвиг происходит при небольших напряжениях на коллекторе, а затем сдвиг становится малым. Поэтому входная статическая характеристика дается, как правило, при $U_к=0$ и $U_к=-5$ *в*. Обычно для расчета используется характеристика при $U_к=-5$ *в*. При увеличении температуры характеристики смещаются влево.

Семейство выходных статических характеристик транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, представлено на рис. 2. В качестве независимого параметра в данном семействе характеристик используется входной ток транзистора (ток базы). Во избежание перегрева транзистора за счет выделяющейся на коллекторном переходе мощности входные и выходные характеристики для мощных транзисторов снимаются импульсным методом. Семейство выходных статических характеристик наглядно отражает усилительные свойства транзистора.

Коэффициент усиления транзистора по току β представляет собой отношение приращения выходного тока $\Delta I_к$ к величине приращения входного тока $\Delta I_б$ $\beta = \Delta I_к / \Delta I_б$.

Как видно из характеристик, коэффициент усиления по току существенно зависит от режима работы транзистора. Величина коэффициента усиления может быть определена из имеющихся характеристик. Кроме того, из семейства выходных статических характеристик можно определить напряжение насыщения транзистора $U_{к.н}$. Коэффициент передачи по току в статическом режиме $B_{ст}$ определяется из выражения $B_{ст} = I_к / I_б$. При увеличении температуры характеристики сдвигаются вверх и увеличивается их наклон.

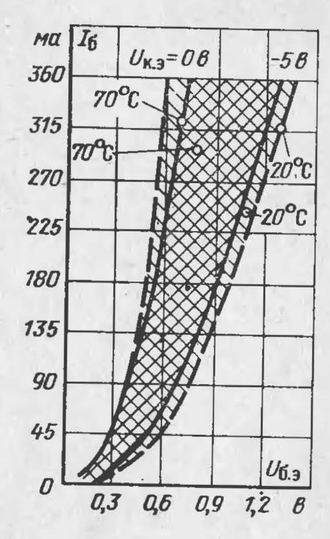


Рис. 1. Входная статическая характеристика транзистора для схемы с общим эмиттером.
—— 70 °C; – – – – 20 °C.

Наличие справочных характеристик дает возможность провести графоаналитический расчет широкого класса радиоэлектронных схем.

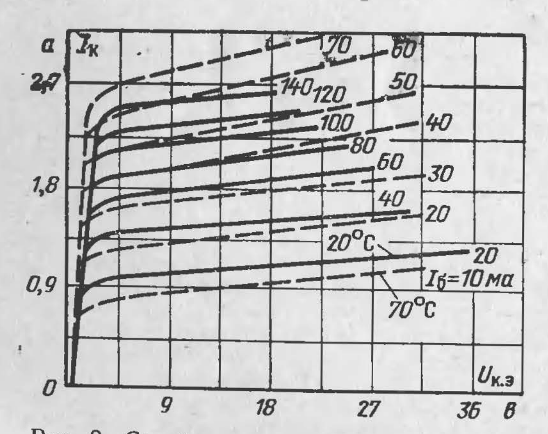


Рис. 2. Семейство выходных статических характеристик для схемы с общим эмиттером.
– – – – 70 °C; —— 20 °C.

СТАБИЛИЗАЦИЯ СХЕМ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Разработка надежных схем предусматривает схемо-технические решения, которые дают возможность обеспечить стабильность параметров схемы в диапазоне температур.

Для того чтобы стабилизировать величины выходных параметров схем на транзисторах в диапазоне температур, должна предусматриваться стабилизация режима по постоянному току. Хотя это и достигается за счет увеличения числа элементов схемы, однако оправдывается существенным повышением ее надежности. Основными дестабилизирующими факторами являются: изменение температуры окружающей среды, изменение температуры *p-n* переходов за счет рассеиваемой на них мощности, изменение параметров приборов во времени.

В числе дестабилизирующих факторов необходимо учитывать также и производственный разброс параметров транзисторов, поскольку в конечном счете воздействия всех дестабилизирующих факторов на схему в основном осуществляются через изменение электрических параметров транзисторов. Следовательно, существо задачи стабилизации состоит в создании таких условий, при которых изменение параметров транзисторов в наименьшей степени сказывается на изменения выходных параметров схемы.

Из вышеизложенного следует, что для обеспечения высокой надежности схемы целесообразно пользоваться методами стабилизации, обладающими достаточной универсальностью. С этой точки зрения для усилительных схем наиболее эффективной является стабилизация введением глубоких отрицательных обратных связей.

Температурная стабилизация. Задача температурной стабилизации состоит в сведении к минимуму влияния изменения параметров транзисторов под воздействием температуры на выходные параметры схемы.

В большинстве схем, встречающихся на практике, транзисторы работают в следующих областях характеристики: отсечки, активной и насыщения.

Режимы отсечки и насыщения характерны для переключающих схем. Как правило, в переключающих схемах воздействие повышения температуры на сохранение насыщенного режима транзистора существенного влияния не оказывает. Понижение температуры может привести к выходу транзистора из режима насыщения, поскольку у большинства транзисторов с понижением температуры падает статический коэффициент передачи тока. Это связано с увеличением неуправляемого обратного тока коллектора $I_{к.о}$, создающего отпирающее напряжение на сопротивлении в базовой цепи транзистора. Уменьшение величины этого сопротивления снижает возможность нарушения режима отсечки. Надежным способом сохранения режима отсечки транзистора при повышении температуры является задание в базу запирающего тока, величина которого превосходит максимальное значение $I_{к.о}$ во всем интервале рабочих температур. Следовательно, элементы цепи запирающего смещения транзистора должны рассчитываться по максимальным значениям $I_{к.о}$ в интервале рабочих температур.

Для обеспечения надежного сохранения режима насыщения в транзисторных переключающих схемах необходимо проводить

расчет их элементов, задаваясь минимальным значением коэффициента передачи тока в заданном диапазоне температур.

В усилительных схемах рабочая точка транзистора, как правило, находится в активной области. Изменение температуры влияет на работу усилительных схем за счет изменения параметров транзисторов и изменения режима по постоянному току. Уменьшение влияния изменения параметров транзисторов на выходные параметры усилительных схем целесообразнее всего осуществлять введением цепей отрицательной обратной связи.

Температурная стабилизация положения рабочей точки усилительных каскадов осуществляется правильным выбором элементов схемы питания транзистора по постоянному току. При заданных величинах напряжений источников питания схемы положение рабочей точки характеризует величину коллекторного тока транзистора, а изменение ее положения — величину приращения коллекторного тока.

Изменение положения рабочей точки усилительного каскада связано с зависимостью от температуры следующих параметров транзистора: обратного тока коллектора $I_{к.б}$, прямого падения напряжения на переходе база — эмиттер $U_{б.э}$ и коэффициента передачи по току β в схеме с общим эмиттером.

Величина коэффициента усиления имеет большой разброс и указывается в технических условиях на транзистор или справочниках.

Наибольшую зависимость от температуры имеет обратный ток коллектора. Максимально возможное значение обратного тока при нормальной температуре указывается в справочнике. Значение обратного тока при рабочей температуре может быть вычислено из выражения

$$I_{к.о.макс} \approx I_{к.о} B^{\frac{T_{п.макс} - T_{с}}{10}},$$

где B — равно двум для германиевых и трем для кремниевых транзисторов; $I_{к.о}$ — величина обратного тока, приводимая в справочнике; $T_{с}$ — температура среды, для которой указана величина $I_{к.о}$; $T_{п.макс}$ — максимальная температура перехода, °С.

Влияние температуры на напряжение база — эмиттер может быть оценено из условия, что входная характеристика при повышении температуры на 1 °С сдвигается влево на 2—2,5 *мв*. Напряжение смещения для заданной температуры определяется выражением [Л. 2]

$$U_{б0макс} \approx U_{б0} + 0{,}0022(20 - T_{п.мин});$$

$$U_{б0мин} = U_{б0} - 0{,}0022(T_{п.мин} - 20),$$

где $T_{п.мин}$ и $T_{п.макс}$ — минимальная и максимальная температуры переходов транзистора в условиях эксплуатации аппаратуры.

Основные способы температурной стабилизации режима транзистора. Питание цепи эмиттера от генератора постоянного тока обеспечивает стабильность режима транзисторного каскада при действии всех дестабилизирующих факторов с точностью до нескольких процентов (рис. 3).

Напряжение источника эмиттерного смещения должно удовлетворять условию

$$E_{э} \geqslant (10 \div 20)\, U_{б.э}.$$

Схема эта применяется на практике сравнительно редко. Наибольшее распространение получила схема стабилизации режима, которая показана на рис. 4.

Стабильность положения точки покоя в этом случае тем выше, чем больше сопротивление $R_э$ и чем меньше сопротивления R_1 и R_2. Однако следует иметь в виду, что улучшение стабильности вызывает ухудшение энергетических показателей работы каскада и снижение входного сопротивления.

Величина сопротивления $R_э$, находится по допустимому падению напряжения:

$$R_э = \frac{(0,05 \div 0,15)\, E_к}{I_{э\,0\,мин}}$$

Величину сопротилвения R_2 выбирают в 5—15 раз больше входного сопротивления транзистора переменному току:

$$R_2 = (5 \div 15) R_{вх}.$$

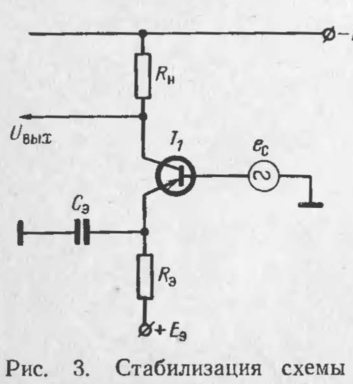


Рис. 3. Стабилизация схемы с помощью питания цепи эмиттера от генератора постоянного тока.

Сопротивления делителя R_1R_2 выбираются из условия, что ток через делитель должен быть больше тока базы транзистора ($I_{дел}=5 \div 10 I_{б\,макс}$). Сопротивления делителя определяются из выражения

$$R_1 = \frac{E_к - U_{б\,0}}{I_{дел} + I_{б0}},$$

$$R_2 = \frac{U_{б\,0}}{I_{дел}},$$

где $U_{б0}$, $I_{б0}$ — напряжение и ток покоя базы; $I_{дел}$ — ток через сопротивление R_2.

Расчет сопротивлений делителя удобно вести по номограмме рис. 5 [Л. 4].

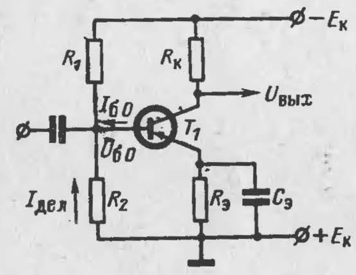


Рис. 4. Стабилизация схемы с помощью делителя напряжения в цепи базы.

Пример. Дано: напряжение питания $E_к=12$ *в*, напряжение на эмиттере $U_{э0}=1,75$ *в*, напряжение на базе $U_{б0}=U_{э0}+0,25=2$ *в* для германиевого транзистора и $U_{б0}=U_{э0}+0,75$ *в* для кремниевого транзистора, ток покоя базы $I_{б0}=0,1$ *ма*. Отметим на левой шкале номограммы точку *А* (10 *в*), так как $E_к-U_{б0}=12-2=10$ *в*. Зададимся суммарным током через делитель $I_{дел}+I_{б0}=1$ *ма* (точка *Б*), тогда величину сопротивления резистора R_1 найдем на пересечении прямой *АБ* со средней шкалой номограммы. Для определения величины сопротивления резистора R_2 на левой шкале отметим величину $U_{б0}=2$ *в* (точка *В*), а на правой — величину тока делителя $I_{дел}=1-0,1=0,9$ *ма* (точка *Г*). Значение сопротивления резистора R_2 находится на пересечении прямой *ВГ* со средней шкалой.

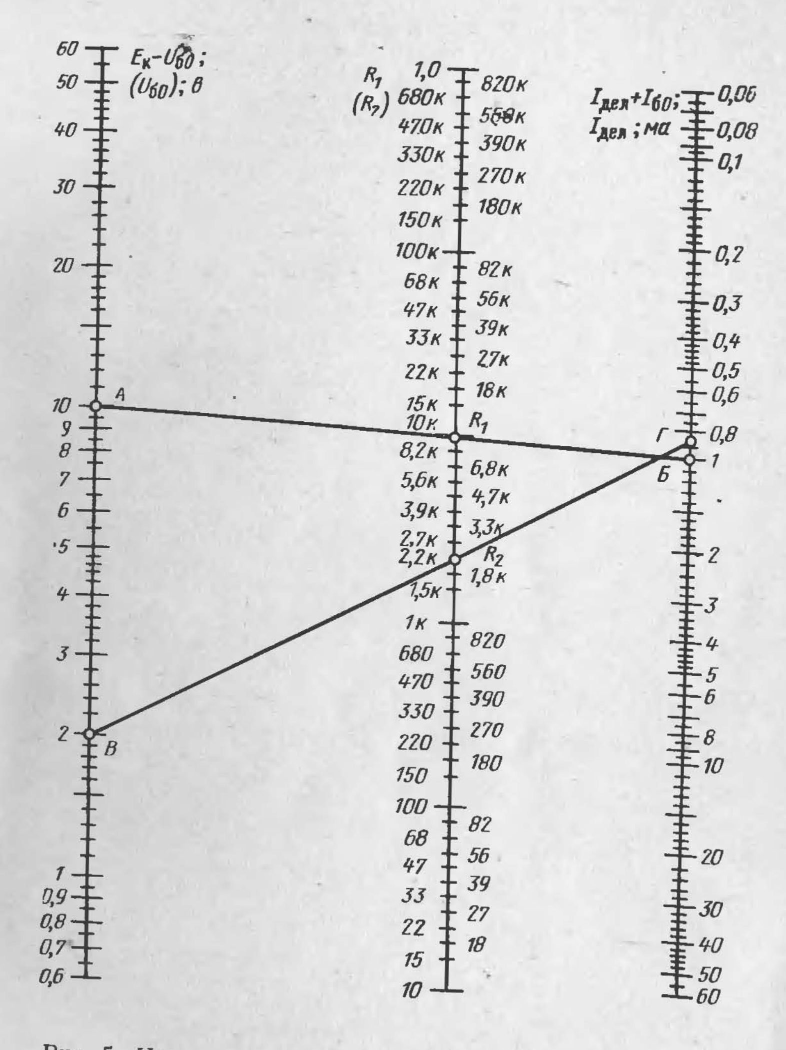


Рис. 5. Номограмма для расчета сопротивлений делителя.

В приведенных схемах стабилизация режима осуществляется за счет отрицательной обратной связи по току эмиттера. Характерной ее особенностью является наличие достаточно большого сопротивления в цепи эмиттера, которое в усилителях переменного тока необходимо шунтировать емкостью. Учитывая, что выходное сопротивление транзистора со стороны эмиттера бывает, как правило, мало и составляет единицы ом, для усиления низких частот требуется очень большая емкость блокировочного конденсатора в цепи эмиттера:

$$C_э = \frac{5 \div 10}{\omega_н R_{н.э}},$$

где $\omega_н$ — нижняя граница частоты усилителя; $R_{н.э}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки.

Рис. 6. Стабилизация обратной связью по напряжению коллектора.

Стабилизация обратной связью по напряжению коллектора. В схеме, приведенной на рис. 6, стабилизация режима осуществляется обратной связью по напряжению коллектора. Если желательно устранить обратную связь по переменному току, то это может быть достигнуто применением конденсатора значительно меньшей емкости, поскольку величина $[R_2 \| (R_1+R_к)]$ на два порядка больше величины выходного сопротивления транзистора со стороны эмиттера.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

РАСЧЕТ ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДОВ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Наибольшее распространение усилители мощности низкой частоты находят в радиоприемной аппаратуре и исполнительных каскадах систем автоматики. Часто эти усилители выполняются с трансформаторным выходом. Необходимое условие при проектировании оконечных каскадов усилителей мощности — получение наибольшего к. п. д. при допустимом уровне нелинейных и частотных искажений.

Особенностью работы таких усилителей является то, что переменные составляющие токов и напряжений сравнимы с постоянными составляющими, поэтому на работу каскада будет сильно влиять изменение основных параметров транзистора, таких как β, $I_{к.о}$, и в значительной степени сказываться нелинейность входных и выходных вольт-амперных характеристик.

Схема выходного каскада может быть однотактной и двухтактной [Л. 2, 6].

Однотактный каскад выполняется на одном транзисторе и работает только в режиме класса А. Этот каскад чувствителен к пульсациям источника питания. Двухтактный каскад требует двух

транзисторов и отдает в нагрузку вдвое большую мощность, чем однотактный, имеет меньшие нелинейные искажения, менее критичен к пульсациям источника питания. Двухтактный каскад позволяет использовать экономичный режим класса В, но требует применения выходного трансформатора со средней точкой и удвоенным числом витков в первичной обмотке. Коэффициент полезного действия трансформатора зависит от выходной мощности каскада и лежит в пределах 0,6—0,75 для усилителей до 1 *вт* и 0,75—0,85 для усилителей до 10 *вт* и выше.

Схема включения транзистора определяется требованиями к усилителю. Так, например, на работу двухтактной схемы сильное влияние оказывает разброс величины коэффициента усиления β и граничной частоты усиления. Способ включения транзистора выбирают из следующих соображений [Л. 2]:

1. При включении с общей базой транзистор создает небольшие нелинейные искажения и свойства каскада мало меняются при изменении температуры и замене транзистора, поэтому в двухтактной схеме транзисторы подбирать не обязательно.

2. При включении с общим эмиттером в β раз снижается необходимая мощность входного сигнала по сравнению со схемой с общей базой, но возрастают нелинейные искажения. Замена транзисторов при таком включении влияет на усиление и характеристики каскада значительно сильнее, чем при включении с общей базой.

3. Включение с общим коллектором менее распространено. Такое включение также критично к замене транзисторов и имеет низкий к. п. д. Преимуществом такого включения являются малые нелинейные искажения при малом внутреннем сопротивлении источника сигнала.

Рис. 7. Зависимость коэффициента гармоник от режима входной цепи для различных схем включения.

Зависимость коэффициента нелинейных искажений для разных схем включения транзистора представлена на рис. 7 [Л. 2]. В усилителе с трансформаторным выходом напряжение на транзисторе более чем в 2 раза превышает напряжение источника питания. Это необходимо учитывать при выборе транзистора. Оконечные каскады требуют применения стабилизации режима работы, которые описаны в гл. 2.

В качестве исходных данных для расчета усилителя мощности в режиме класса А задаются следующие: требуемая мощность в нагрузке $P_{вых}$, сопротивление нагрузки $R_н$, допустимый коэффициент нелинейных искажений $k_г$ в заданной полосе частот и коэффициент частотных искажений M, а также напряжение источника питания и диапазон рабочих температур.

Исходя из указанных требований выбирается схема включения транзистора и схема стабилизации рабочей точки. Рассмотрим методику расчета усилителя мощности в схеме с общим эмиттером в режиме класса А с трансформаторным выходом рис. 8.

С учетом к. п. д. трансформатора $\eta_{тр}$ определим мощность, которую должен отдавать транзистор:

$$P_{\sim}=\frac{P_{вых}}{\eta_{тр}}.$$

Величина к. п. д. трансформатора выбирается из табл. 1 [Л. 2].

Таблица 1

Выходная мощность выходного трансформатора	$\eta_{тр}$	
	В стационарных установках с большой продолжительностью работы	В портативных установках с малой продолжительностью работы
До 1 *вт*	0,7—0,8	0,6—0,75
От 1 до 10 *вт*	0,75—0,85	0,7—0,8
От 10 до 100 *вт*	0,84—0,93	0,75—0,85

Мощность, потребляемая усилительным каскадом от источника питания, определяется из соотношения

$$P_0=\frac{P_{\sim}}{\eta_A}.$$

Величина η_A выбирается из табл. 2.

Таблица 2

Схема включения транзистора	Коэффициент полезного действия в режиме класса А η_A	Примечание
С общей базой	0,485—0,495	Во всем интервале питающих напряжений
С общим эмиттером	0,45—0,475	Напряжение питания 20—25 *в*
С общим коллектором	0,25—0,35	Напряжение питания 1,5—3 *в*

Как правило, для схемы с общим эмиттером, обладающей наибольшим коэффициентом усиления по мощности, используется стабилизация рабочей точки с помощью делителя в цепи базы и сопротивления в цепи эмиттера, дающая удовлетворительные результаты в допустимом диапазоне рабочих температур.

С учетом стабилизации рабочей точки и выходного трансформатора напряжение на транзисторе будет равно разности напряжения источника питания $E_к$ и падений напряжения на первичной обмотке трансформатора и стабилизирующем резисторе $R_э$.

Можно считать падение напряжения на первичной обмотке трансформатора ориентировочно равным $0,1E_к$ и на сопротивлении $R_э$ равным $0,05E_к$, тогда

$$U_{к.э0}=E_к-(0,1E_к+0,05E_к).$$

Величина максимального напряжения, на которую должен быть рассчитан транзистор в схеме с общим эмиттером, должна быть не менее

$$U_{к.э.макс}=\frac{U_{к.э0}}{0,4}.$$

Исходя из заданных значений диапазона рабочих температур, требуемой мощности рассеяния и величины максимально допустимого напряжения подбираем по справочнику необходимый транзистор и используем характеристики, приведенные в Приложении.

Выписываем параметры, характеризующие данный транзистор (минимальный коэффициент усиления по току $B_{мин}$, минимальное значение граничной частоты $f_{гр}$, максимальное значение обратного тока в диапазоне температур $I_{к.о}$, тепловое сопротивление $R_т$).

Рис. 8. Схема однотактного выходного каскада с трансформаторным выходом.

Для построения нагрузочной прямой используем семейство выходных статических характеристик в схеме с общим эмиттером рис. 9. Значение тока покоя цепи коллектора $I_{к.п}$ определяется по формуле

$$I_{к.п}=\frac{P_{\sim}}{\eta_A U_{к.э0}}.$$

На семействе выходных статических характеристик транзистора отмечаем точку покоя 0 с координатами $U_{к.э0}$, $I_{к.п}$.

Далее определяется сопротивление нагрузки выходной цепи переменному току $R_{к\sim}=U_0^2/2P_{\sim}$, где U_0 — напряжение питания выходной цепи транзистора. Для определения амплитуды переменной составляющей выходного тока и напряжения строится нагрузочная прямая на семействе статических характеристик транзистора.

Определив значение сопротивления $R_{к\sim}$ и приняв во внимание обратный ток коллектора $I_{к.о}$ данного транзистора, откладываем вправо по оси абсцисс от точки $U_{к.э0}$ величину напряжения, равную $I_{к.о}R_{к\sim}$. Тогда сопротивление нагрузки переменному току определим по отрезкам, отсекаемым нагрузочной прямой на осях координат $R_{\sim}=E/I$.

Определив по статическим характеристикам остаточное напряжение коллектор — эмиттер $U_{к.э.ост}$ и минимальный ток коллектора $I_{к.мин}$, определим мощность сигнала, отдаваемую транзистором в выбранном режиме:

$$P_{\sim}=0,125\,(I_{к.макс}-I_{к.мин})^2\,R_{к\sim},$$

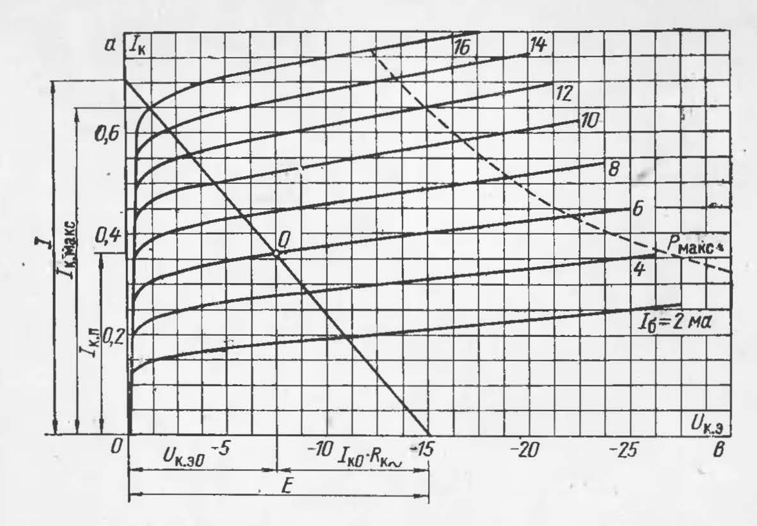


Рис. 9. Семейство характеристик для схемы с общим эмиттером с нагрузочной прямой.

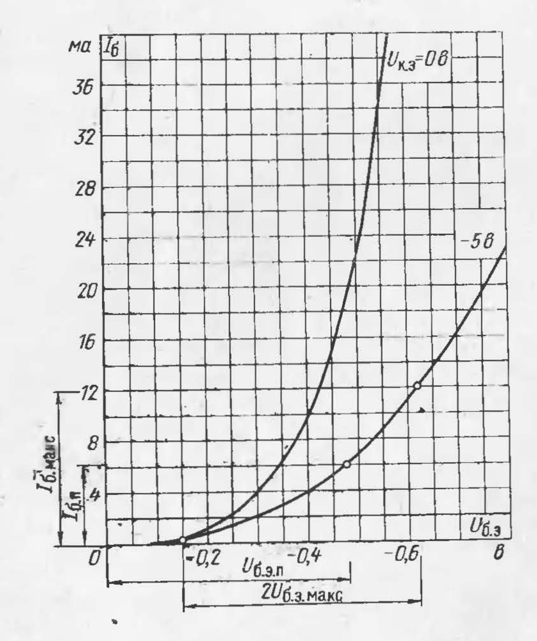


Рис. 10. Входная статическая характеристика.

где $I_{к.макс}$ определим из рис. 9. Если мощность недостаточна или велика, то проводится повторный расчет, при этом ток $I_к$ выбирается в сторону увеличения или уменьшения соответственно.

По полученному значению тока покоя коллектора и величине коэффициента усиления транзистора определим ток смещения базовой цепи

$$I_{б.п} = \frac{I_{к.п}}{\beta_{мин}}.$$

Используя входную статическую характеристику транзистора для напряжения на коллекторе 5 *в* (рис. 10), переносим на нее точки пересечения нагрузочной прямой со статическими выходными характеристиками транзистора.

Амплитуда переменной составляющей входного тока $I_{вх.макс}$, которую должен обеспечить предыдущий каскад, равна:

$$I_{вх.макс} = \frac{I_{к.макс} - I_{к.мин}}{2B}.$$

Входная мощность сигнала, потребляемая транзистором, и входное сопротивление определяем из полученных значений входного тока и напряжения:

$$P_{вх\sim} = \frac{2I'_{вх.макс}\cdot 2U_{вх.макс}}{8};$$

$$R_{вх.о.в} = \frac{2U_{вх.макс}}{2I_{вх.макс}}.$$

Исходя из требуемых значений величины напряжения и мощности сигнала во входной цепи определяем величины коэффициентов усиления по напряжению и мощности каскада:

$$K_u = \frac{U_{к.э.макс}}{U_{б.э.макс}} = \frac{I_{к.макс}R_{к\sim}}{U_{б.э.макс}};$$

$$K_p = \frac{P_\sim}{P_{вх\sim}}.$$

Расчет схемы стабилизации точки покоя и выбора необходимых номиналов сопротивлений приведен в гл. 2.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах находят широкое применение в радиоэлектронной аппаратуре благодаря хорошим электрическим характеристикам и обеспечивают создание совершенных устройств для радиоэлектронной аппаратуры. Преобразователи могут быть без усиления мощности и с усилением мощности.

Преобразователи без усиления мощности применяют при малых выпрямленных мощностях, когда нагрузка изменяется в небольших пределах, что не сильно отражается на величине выходного напряжения.

Преобразователь с усилением мощности целесообразно применять в тех случаях, когда требуется получить мощность свыше 100 *вт*, он состоит из генератора с самовозбуждением и усилителя мощности. Схема свободна от недостатков, присущих преобразователю без усиления мощности.

В преобразователе без усиления мощности в качестве генератора с самовозбуждением используется автогенератор с прямоугольной формой выходного напряжения. Схема типового преобразователя напряжения приведена на рис. 11. Основными элементами преобразователя являются автогенератор, собранный по однотактной схеме с общим эмиттером, и однополупериодный выпрямитель, работающий на емкость.

Рис. 11. Схема однотактного преобразователя напряжения.

Принцип работы такого преобразователя состоит в следующем: в состоянии, когда транзистор открыт, т. е когда его сопротивление мало, через цепь коллектора протекает большой ток и в трансформаторе происходит накопление энергии магнитного поля. При запирании транзистора сопротивление коллекторной цепи возрастает и накопленная энергия магнитного поля трансформатора отдается в нагрузку $R_н$.

Сопротивление $R_{бо}$ входной цепи преобразователя служит для установки режима его работы. Однако однотактная схема преобразователи имеет существенный недостаток — постоянное подмагничивание сердечника трансформатора — и применяется лишь для маломощных преобразователей (1—2 *вт*).

Широкое распространение получили двухтактные автогенераторы с трансформаторной связью, свободные от приведенного выше недостатка и позволяющие при малых напряжениях источника питания получить большой к. п. д. и обеспечивающие практически прямоугольную форму выходного напряжения.

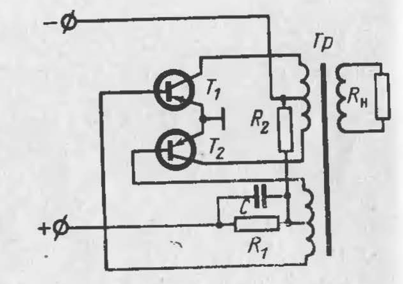


Рис. 12. Схема двухтактного преобразователя напряжения.

Схема двухтактного преобразователя, выполненного на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, приведена на рис. 12.

Наибольшая мощность, которая может быть получена от преобразователя, определяется предельно допустимыми значениями тока и напряжения коллектора, мощности рассеяния и диапазона допустимых температур работы транзистора.

Для расчета схемы преобразователя используется семейство выходных статических характеристик транзистора рис. 13. По выходным характеристикам определяется падение напряжения на открытом транзисторе в режиме насыщения при заданном токе

коллектора, необходимый ток базовой цепи и рассеиваемая мощность в транзисторе, которая выделяется в переходном режиме в момент, когда он открыт. Поэтому для уменьшения мощности потерь и повышения к. п. д. следует брать во внимание предельную частоту усиления тока.

Для расчета преобразователя напряжения в качестве исходных данных, как правило, задаются напряжением источника питания, требуемым выходным напряжением, током нагрузки и величиной допустимой амплитуды пульсаций.

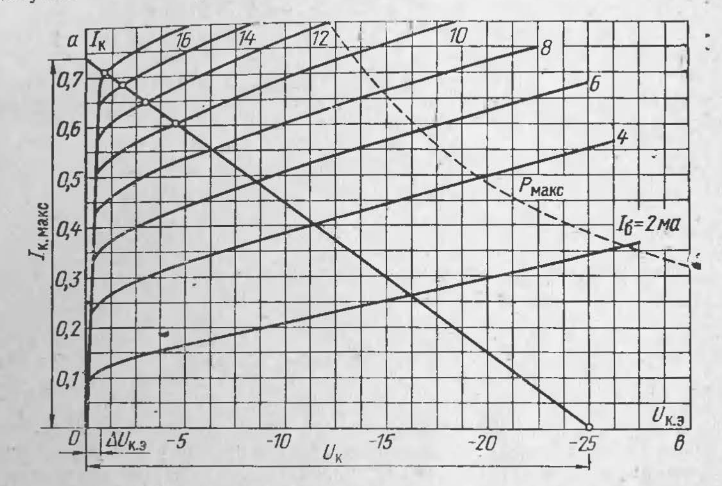


Рис. 13. Семейство выходных статических характеристик, используемое для расчета преобразователя.

Рассмотрим методику расчета двухтактного преобразователя напряжения. Мощность на выходе преобразователя определяют заданными выходным напряжением и током $P_{вых}=U_{вых}I_{вых}$, где $U_{вых}$ и $I_{вых}$ — значения напряжения и тока выходной обмотки. Затем определяем величину амплитуды тока коллектора:

$$I_{к.макс}=\frac{P_{вых}}{\eta_п U},$$

где $\eta_п$ — к. п. д. транзисторного преобразователя (равен 0,7—0,8). Действующее значение тока коллекторной обмотки будет равно $I_к=I_{к.макс}/\sqrt{2}$.

Величина предельно допустимого напряжения коллектора транзистора должна быть не менее чем $1{,}2\cdot 2U_{пит}=2{,}4U_{пит}$. Коэффициент 1,2 учитывает возможные перенапряжения в схеме. По полученным данным выбирается необходимый тип транзистора.

Для обеспечения указанного тока коллектора при выбранном коэффициенте усиления транзистора необходим ток базовой обмотки

$$I_б=\frac{I_{к.макс}}{\beta\sqrt{2}}.$$

По выходным статическим характеристикам определяем падение напряжения $\Delta U_{к.э}$ на открытом транзисторе.

Величина мощности потерь, выделяемая на одном транзисторе при условии, что переменное напряжение имеет прямоугольную форму, будет незначительная и может быть определена по формуле

$$P_{к1} = \frac{\Delta U_{к.э} I_{к.макс}}{2},$$

где $\Delta U_{к.э}$ — падение напряжения на транзисторе в режиме насыщения, составляющее 0,3—0,6 *в*; $I_{к.макс}$ — амплитуда тока коллектора.

Исходя из полученной мощности потерь производится расчет теплоотвода, изложенный в гл. 6. Расчет трансформатора проводится по методике, приведенной в [Л. 3].

ГЛАВА ПЯТАЯ

ТРАНЗИСТОРЫ В ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМАХ

Бестрансформаторный усилитель низкой частоты. Достоинство усилителя, представленного на рис. 14, в том, что он прост по конструкции, легко налаживается, имеет хорошие параметры и достаточно стабильно работает в течение длительного времени.

Усилитель можно использовать для воспроизведения грамзаписи в качестве оконечного усилителя радиоприемника в канале воспроизведения магнитофона. Первый каскад выполнен на транзисторе МП39Б, включенном по схеме с общим эмиттером.

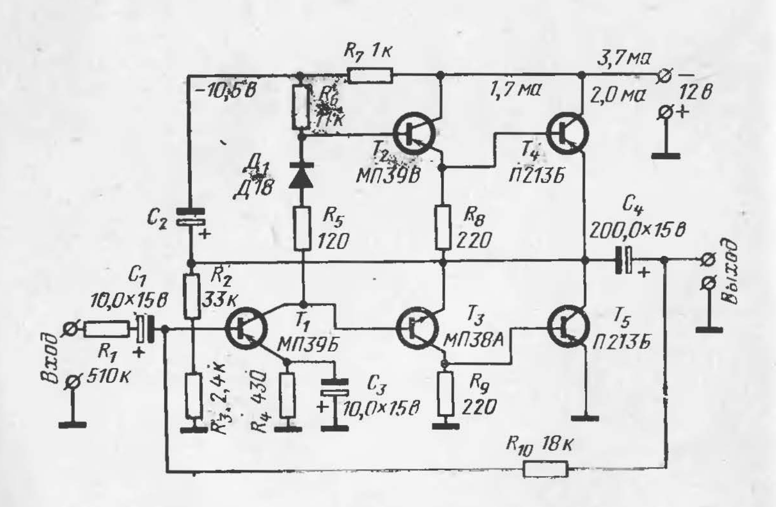


Рис. 14. Бестрансформаторный усилитель низкой частоты.

Входной сигнал поступает на базу транзистора через резистор R_1 и разделительный конденсатор C_1. Резистор R_4 стабилизирует режим работы транзистора T_1 по постоянному току, а шунтирующий его конденсатор C_3 устраняет отрицательную обратную связь по переменному току. Напряжение смещения на базу подается с делителя R_2, R_3. Питается делитель напряжением с точки симметрии выходного каскада, благодаря чему между выходом и входом усилителя создается сильная отрицательная обратная связь, способствующая стабилизации напряжения точки покоя оконечного каскада.

Второй, фазоинверсный каскад усилителя собран на транзисторах T_2 и T_3 различного типа проводимости. Транзистор T_2 *p-n-p* типа усиливает отрицательную полуволну напряжения сигнала, а T_3 *n-p-n* типа — положительную. Напряжение сигнала подается на их базы непосредственно из коллекторной цепи транзистора T_1.

Для уменьшения зависимости тока покоя оконечных транзисторов от температуры и предотвращения их пробоя последовательно с резистором R_6 включен диод $Д_1$.

Нагружен фазоинверсный каскад на резисторы R_8 и R_9 одинаковых сопротивлений, с которых сигнал подается на базы транзисторов T_4 и T_5 усилителя мощности.

Усилитель мощности. Усилитель мощности для гитары-соло (рис. 15) рассчитан на выходную мощность не менее 50 *вт* при

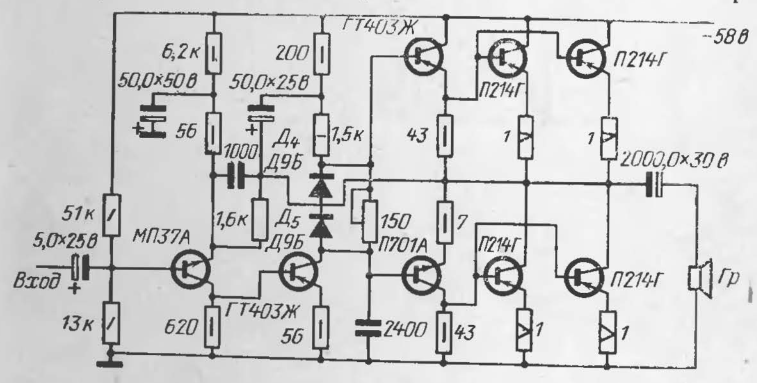


Рис. 15. Усилитель мощности.

сопротивлении нагрузки 4 *ом*. Коэффициент гармоник при мощности 40 *вт* ниже 0,4%. Усилитель мощности выполнен по бестрансформаторной схеме. Введение термокомпенсирующих диодов $Д_4$, $Д_5$ расширяет температурный режим усилителя. Необходимая площадь теплоотвода для транзисторов П214Г составляет 800 *см*^{2} [Л. 11].

Блок питания магнитофона «Дельфин-2». Блок питания магнитофона «Дельфин-2» (рис. 16) состоит из силового трансформатора, выпрямителя и стабилизатора напряжения. Выпрямитель собран по двухполупериодной схеме на диодах Д226А, а стабилизатор — по схеме двойного эмиттерного повторителя на транзисторах П214В с опорным диодом Д813 в цепи базы первого транзистора.

Стабилизатор напряжения. Стабилизатор напряжения (рис. 17) с положительной обратной связью, позволяющей уменьшить его

выходное сопротивление. Для этого в стабилизатор введены транзистор T_1 и резисторы R_2, R_1. По резистору R_1 протекает ток нагрузки. Напряжение, падающее на резисторе R_1, прикладывается между базой и эмиттером транзистора T_1 и определяет величину коллекторного тока транзистора T_1. Резистор R_2 служит для создания отрицательной обратной связи по току на транзисторе T_1. Меняя величину сопротивления R_2, можно добиться желаемой зависимости тока коллектора от тока нагрузки, которая определяет глубину регулирования выходного напряжения от тока нагрузки.

Транзистор T_3 включен, как в обычных стабилизаторах, по мостовой схеме. Его ток $I_{к3}$ определяется частью выходного напряжения, приложенного между базой и эмиттером этого транзистора. Регулирующий транзистор T_2 включен так, что ток его базы равен разности коллекторных токов транзисторов T_1 и T_3. Каскад, собранный на этом транзисторе, работает следующим образом. При увеличении тока нагрузки, которое сопровождается уменьшением выходного напряжения, ток $I_{к1}$ возрастает, а ток базы $I_{б3}$ уменьшается. В результате ток $I_{к2}$ также уменьшится и ток $I_{б2}=I_{к1}-I_{к3}$ увеличится. Сопротивление транзистора T_2 уменьшится и напряжение на выходе стабилизатора увеличится [Л. 14].

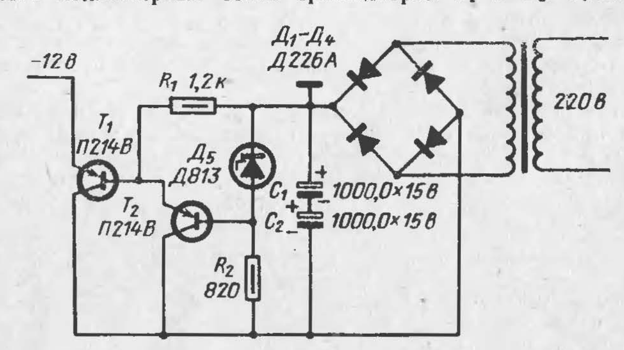


Рис. 16. Выносной блок питания магнитофона.

Стабилизатор напряжения компенсационного типа. Стабилизатор напряжения (рис. 18) обеспечивает плавное регулирование напряжения в пределах 9—16 *в* при токе нагрузки до 1 *а*. Коэффициент стабилизации равен около 400. Компенсационная схема состоит из четырех транзисторов и четырех диодов.

Для обеспечения достаточно высокой стабильности выходного напряжения применен двухкаскадный дифференциальный усилитель постоянного тока на транзисторах МП16Б и ГТ403А, усиливающий сигнал рассогласования входного и опорного напряжения.

Стабилитроны типа Д814 служат для термокомпенсации опорного напряжения. Конструктивно стабилизатор оформлен в виде отдельной платы, помещенной в металлический корпус. Размеры платы 80×80. Регулирующий транзистор П217 имеет теплоотвод площадью 25 *см*² [Л. 12].

Стабилизатор с защитой от перегрузок. Параметры стабилизатора (рис. 19) следующие: выходное сопротивление 0,2 *ом*; коэффициент стабилизации при $U_{вых.мин}$ 64, при $U_{вых.макс}$ 20; величина

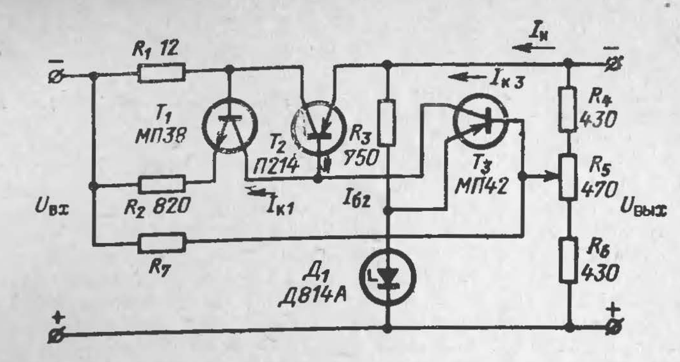


Рис. 17. Стабилизатор напряжения.

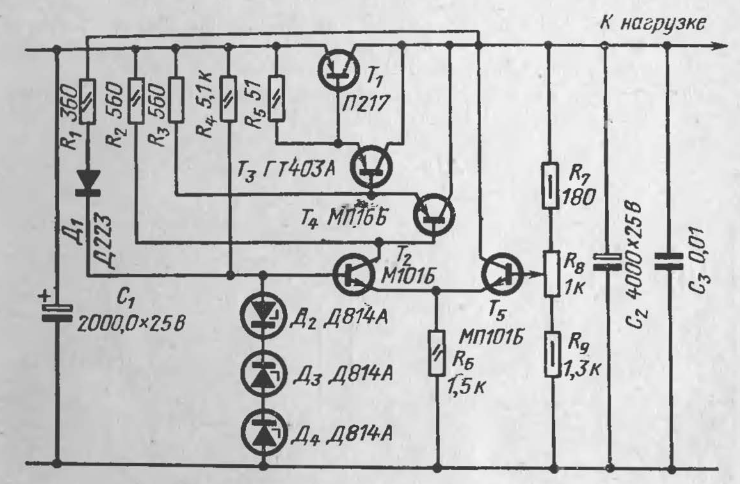


Рис. 18. Стабилизатор напряжения компенсационного типа.

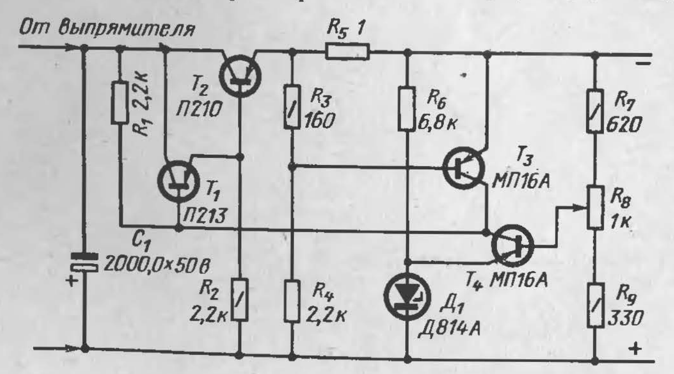


Рис. 19. Стабилизатор с защитой от перегрузок.

пульсаций на выходе не более 50 *мв*, быстродействие защиты 10 *мксек*.

Стабилизатор обеспечивает стабилизированное постоянное напряжение, которое можно плавно регулировать в пределах 12—42 *в* при токе нагрузки до 3 *а*. В случае возрастания тока нагрузки до 3,5 *а* или короткого замыкания срабатывает система защиты от перегрузок. Цепь сравнения опорного и выходного напряжения состоит из транзистора T_4, стабилитрона $Д_1$ и делителя напряжения в цепи базы транзистора T_4. Переменный резистор R_8 служит для установки уровня выходного напряжения стабилизатора. Система защиты собрана на транзисторе T_3, который усиливает падение напряжения на резисторе R_5, включенном в базовую цепь. При коротком замыкании на выходе стабилизатора увеличивается падение напряжения на резисторе R_5, которое закрывает транзистор. Это в свою очередь создает положительный потенциал на базе регулирующего транзистора T_2, который также перейдет в закрытое состояние, ограничивая ток короткого замыкания. Порог срабатывания системы защиты можно регулировать, изменяя сопротивление резистора R_3, в пределах 160—510 *ом*.

Транзисторы T_1 и T_2 установлены на общем теплоотводе площадью около 600 *см*^{2} [Л. 13].

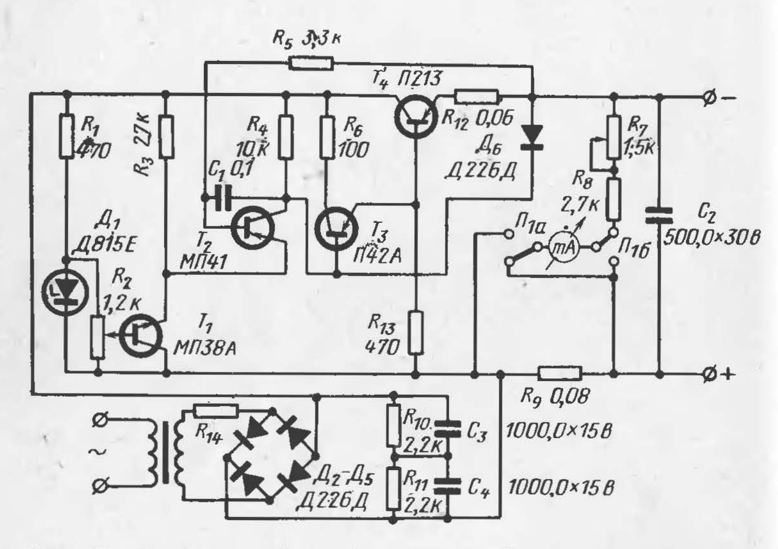


Рис. 20. Регулируемый стабилизированный источник питания.

Регулируемый стабилизированный источник питания. Источник питания (рис. 20) позволяет регулировать выходное напряжение от 1 до 15 *в* при токе нагрузки 1 *а*. Опорное напряжение, снимаемое со стабилитрона $Д_1$, изменяется с помощью переменного резистора R_2. Это напряжение используется для установки уровня выходного напряжения. Изменяя напряжение на базе транзистора T_1, можно установить напряжение на выходе. Каскад, в котором опор-

ное напряжение сравнивается с выходным, собран на транзисторе T_2. На его эмиттер подается опорное напряжение, а на базу — напряжение с выхода. Если напряжение на базе больше напряжения на эмиттере, базовый ток транзистора T_2 увеличится и соответственно увеличится ток $I_{к2}$. Напряжение на коллекторе падает, и ток базы транзистора T_3 уменьшается. Транзисторы T_3 и T_4 закрываются. Напряжение на транзисторе T_4 увеличится, так как он управляется током эмиттера транзистора T_3, а выходное напряжение стабилизатора останется на прежнем уровне. Диод $Д_6$ и резистор R_{12} служат для защиты от короткого замыкания. Напряжение обратной связи, снимаемое с резистора R_{12}, запирает транзисторы T_3 и T_4 в момент короткого замыкания. Резистор R_7 предназначен для установки величины добавочного сопротивления в цепи вольтметра, резистор R_9 является шунтом амперметра.

Схема автоматического включения электродвигателя. Данное устройство (рис. 21) позволяет через определенное время автоматически включать и выключать электродвигатель. В начальный момент все три транзистора закрыты, напряжение на обкладках конденса-

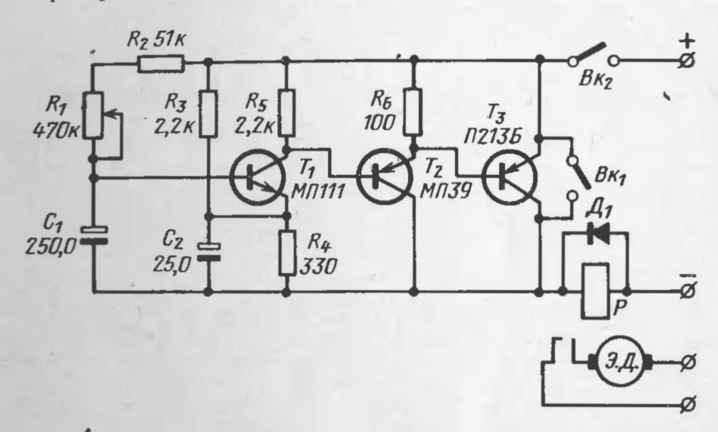


Рис. 21. Схема автоматического включения электродвигателя.

тора C_1 равно нулю, в эмиттер транзистора T_1 введено положительное напряжение с делителя R_3 R_4. Конденсатор C_1 заряжается и его ток заряда определяется в основном величинами сопротивлений резисторов R_1 и R_2. Как только напряжение на конденсаторе C_1 достигнет уровня отпирания транзистора T_1, он откроется и вместе с ним откроются транзисторы T_2 и T_3, связанные между собой гальванически. На сопротивлении обмотки реле упадет большая часть напряжения источника питания и реле сработает. Остаточное напряжение на схеме будет иметь величину порядка 1 *в*. Напряжение на транзисторе T_1 будет еще меньше, и конденсатор C_1 начнет разряжаться через транзистор и резистор R_4. После достижения порога запирания транзистор T_1 закроется и закроются транзисторы T_2 и T_3. Начнется новый цикл. Время интервалов может быть отрегулировано при помощи резистора R_1 в пределах от 2 до 30 *сек*.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

УПРОЩЕННЫЙ РАСЧЕТ ТЕПЛООТВОДОВ ДЛЯ МОЩНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

При конструировании радиоэлектронной аппаратуры на мощных полупроводниковых приборах с целью повышения ее надежности необходимо принимать все возможные меры к облегчению тепловых режимов работы как всей аппаратуры в целом, так и отдельных ее элементов. Особое внимание необходимо обращать на создание конструкций, обеспечивающих наивыгоднейшие тепловые режимы работы полупроводниковых приборов.

Необходимо учитывать следующие основные положения: использование полупроводникового прибора в режиме предельной температуры перехода дает самую низкую надежность его работы; чем выше рабочая температура полупроводникового прибора, тем сильнее изменение его важнейших электрических характеристик; использование специально сконструированных теплоотводов для мощных полупроводниковых приборов позволяет в определенных пределах снизить рабочую температуру переходов при той же рассеиваемой в приборе мощности.

Теплоотвод следует применять не для того, чтобы увеличить мощность рассеяния на полупроводниковом приборе сверх установленной по техническим условиям, а для максимального снижения рабочей температуры переходов при заданной мощности и повышения надежности работы полупроводниковых приборов в радиоэлектронной аппаратуре.

Методика расчета теплоотводов

Рассмотрим приближенный расчет, пригодный для теплоотводов небольших размеров (с длиной ребер до 150—200 *мм*), работающих в условиях естественной конвекции. Эскиз ребристого теплоотвода и его основные размеры даны на рис. 22.

Необходимая величина теплового сопротивления теплоотвод — среда определяется по формуле

$$R_{т.т.с} = 0,9\ \frac{(T_п - T_с) - P\,(R_{т.п.к} + R_{т.к.т})}{P},\ °C/вт,$$

где $R_{т.т.с}$ — тепловое сопротивление теплоотвод — среда; $T_п$ — температура перехода полупроводникового прибора; $T_с$ — температура окружающей среды; $R_{т.п.к}$ — тепловое сопротивление переход — корпус полупроводникового прибора; $R_{т.к.т}$ — тепловое сопротивление контакта корпус — теплоотвод; P — полная мощность, рассеиваемая полупроводниковым прибором.

Эта формула справедлива для случая, когда на теплоотводе закреплен один полупроводниковый прибор. Коэффициент 0,9 учитывает среднюю неравномерность распределения температуры по площади теплоотвода.

В свою очередь тепловое сопротивление теплоотвода связано с его геометрическими размерами и условиями теплообмена:

$$R_{т.т.с} = \frac{T_т - T_с}{P} = \frac{1}{\alpha_{эфф} \cdot S_{эфф}},$$

где $T_т$ — температура теплоотвода; $\alpha_{эфф}$ — эффективный коэффициент теплоотдачи; $S_{эфф}$ — эффективная поверхность теплоотвода.

Следовательно, мощность P, которую теплоотвод, нагретый до средней поверхностной температуры $T_т$, может рассеять в окружающую среду с температурой $T_с$, составляет $P = (T_т - T_с)\alpha_{эфф} \cdot S_{эфф}$.

Выбор геометрии теплоотвода. Толщину плиты теплоотвода, его материал, высоту и толщину ребер выбирают из условия равномерности температурного поля теплоотвода.

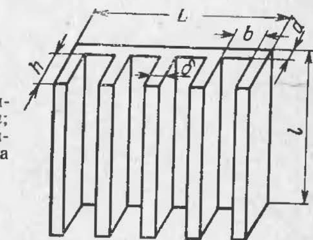


Рис. 22. Ребристый теплоотвод.

L — длина плиты теплоотвода, *мм*; l — протяженность ребра, *мм*; h — высота ребра, *мм*; b — расстояние между ребрами, *мм*; d — толщина плиты теплоотвода, *мм*; δ — толщина ребра, *мм*.

Оптимальные величины этих параметров, найденные экспериментально, следующие: толщина плиты равна 3—5 *мм*; высота ребер 5—30 *мм*; толщина ребер 1—4 *мм*; расстояние между ребрами 5—10 *мм*.

Длину и ширину теплоотвода целесообразно делать близкими друг к другу. С учетом теплоотдачи за счет конвекции и излучения отдельных частей (поверхностей) теплоотвода формула для определения суммарной рассеиваемой мощности имеет вид:

$$P = \sum_{i=1}^{n} (T_т - T_{iс})\,(\alpha_{кi} + \alpha_{лi})\,S_i,$$

где n — число различных поверхностей с площадями S_i; $T_{iс}$ — температура среды около i-той поверхности, в частности, для ребристого теплоотвода это температура среды между ребрами; $\alpha_{кi}$ и $\alpha_{лi}$ — конвективный и лучистый коэффициенты теплоотдачи i-той поверхности.

Таблица 3

Материал и состояние поверхности	•
Алюминий полированный	0,04—0,06
Алюминий сильно окислен	0,2—0,3
Силуминовое литье	0,33—0,41
Дюралюминий Д16	0,37—0,41
Сталь различных сортов после окисления	0,86—0,92
Латунь, прокатанная и обработанная грубым наждаком	0,2
Краски эмалевые	0,92
Лак матовый черный	0,96—0,98

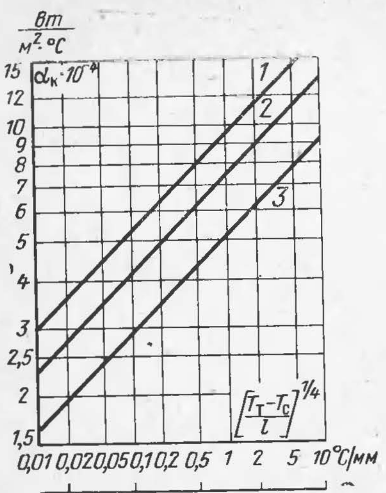


Рис. 23. Зависимость коэффициента теплоотдачи за счет конвекции.

1 — горизонтальная орнентация пластины нагретой стороной вверх; *2* — вертикальная ориентация пластины; *3* — горизонтальная ориентация пластины нагретой стороной вниз; *l* — наименьшая сторона пластины.

Для определения мощности, рассеиваемой теплоотводом, необходимо найти величины коэффициентов конвективной и лучистой теплоотдачи различных поверхностей теплоотвода и температуру среды около этих поверхностей.

Определение конвективного коэффициента теплоотдачи. Конвективный коэффициент теплоотдачи плоской поверхности может быть определен из графика рис. 23. По горизонтальной оси отложено отношение температуры перегрева поверхности к ее размеру.

Прямая *1* соответствует горизонтально ориентированной поверхности с нагретой стороной, обращенной вверх. Величина l — наименьшая сторона пластины.

Прямая *2* соответствует вертикально ориентированной поверхности высотой l.

Прямая *3* соответствует горизонтально ориентированной поверхности с нагретой стороной, обращенной вниз. Величина l — наименьшая сторона поверхности.

Для пластинчатых теплоотводов температуру среды около поверхности следует полагать равной $T_с$.

Определение температуры среды между ребрами. Для ребристых теплоотводов основной поверхностью, через которую осуществляется теплообмен, является поверхность ребер. Температура среды между ребрами выше, чем температура окружающей среды, и зависит от высоты ребер и расстояния между ними.

Особенно высокой оказывается температура между близко расположенными ребрами, поэтому эффективность таких ребер очень мала. Температура среды между вертикально расположенными ребрами может быть найдена по формуле $T_{ic}=T_т—K$.

Величина K определяется из графика рис. 24 в зависимости от температуры нагрева теплоотвода и расстояния между ребрами.

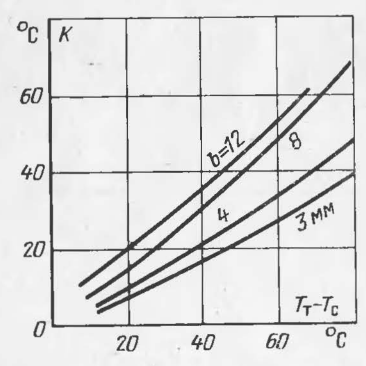


Рис. 24. Зависимость коэффициента K в формуле $T_с=T_т—K$ для температуры среды в пространстве между ребрами.

Определение коэффициента теплоотдачи за счет лучеиспускания. Величина коэффициента теплоотдачи излучением определяется по формуле $\alpha_л=\varepsilon\cdot\varphi\cdot f$. Величина ε означает степень черноты поверхности и определяется для некоторых материалов и покрытий из табл. 3. Величина φ — коэффициент облученности зависит от расположения поверхности относительно других поверхностей, с которыми осуществляется теплообмен. Для поверхностей, расположенных в свободном пространстве (или далеко от других поверхностей), величина φ равна 1.

Для поверхностей ребер высотой h, расположенных на расстоянии b, величина φ может быть определена из графика рис. 25.

Из этого графика видно, что для увеличения эффективности теплоотдачи излучением выгодно делать ребра малой высоты на большом расстоянии друг от друга. В этом случае почти вся поверхность ребер теплоотвода может излучать энергию в пространство. В противном случае излучение одной поверхности поглощается близко расположенной поверхностью другого ребра.

Величина f может быть найдена из графика рис. 26. По горизонтальной оси графика отложена температура излучающей поверхности, соответствующая разным температурам окружающей среды.

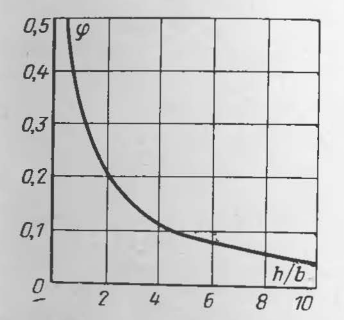


Рис. 25. Зависимость коэффициента облученности поверхности ребер от соотношения их высоты и расстояния между ними.

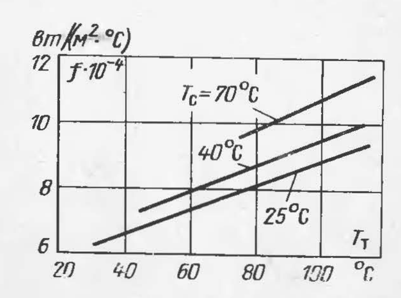


Рис. 26. Зависимость коэффициента f в формуле $\alpha_л=\varepsilon\varphi f$ для вычисления коэффициента теплоотдачи за счет излучения.

При расчете суммарной мощности, рассеиваемой полупроводниковым прибором, необходимо определить мощность, рассеиваемую гладкой и оребренной поверхностями теплоотвода. Мощность, рассеиваемая гладкой поверхностью, определяется по формуле

$$P_{гл}=(T_т—T_с)\,\alpha_{гл}\cdot S_{гл},\ вт,$$

где $S_{гл}=L\cdot l$, $см^2$ (см. рис. 22).

Мощность, рассеиваемая оребренной поверхностью теплоотвода, определяется по формуле

$$P_{оребр}=[\alpha_к\,(T_т-T'_с)+\alpha_л\,(T_т-T_с)]\,S_{оребр},\ вт,$$

где $S_{оребр}=S_1+S_2+S_3$, $см^2$; $S_1=(n—1)\,(b+2h)L$, $см^2$; $S_2=(n\delta+2h)L$, $см^2$; $S_3=2n\delta h$, $см^2$.

Затем определяют тепловое сопротивление гладкой и оребренной поверхностей по формулам

$$R_{т.т.с.гл}=\frac{1}{\alpha_{гл}\cdot S_{гл}},\quad °C/вт;$$

$$R_{т.т.с.оребр}=\frac{T_т-T_с}{P_{оребр}},\quad °C/вт.$$

Определяют общее расчетное тепловое сопротивление теплоотвода:

$$R_{т.т.расч}=\frac{R_{т.т.с.гл}-R_{т.т.с.оребр}}{R_{т.т.с.гл}+R_{т.т.с.оребр}},\quad °C/вт.$$

Определяют общую мощность, рассеиваемую оребренной и гладкой поверхностями теплоотвода:

$$P_{общ}=P_{гл}+P_{оребр},\ вт.$$

Для проверки правильности расчета теплового сопротивления теплоотвода сравнивают значения теплового сопротивления, полученного расчетным путем, с тепловым сопротивлением, полученным по исходным данным.

Должно быть следующее соотношение:

$$R_{т.т.с.расч}\leqslant R_{т.т.с.задан};$$

в этом случае

$$P_{расч}\geqslant P_{задан}.$$

Пример расчета теплоотвода типа пластины. Для охлаждения транзисторов типа П213—П215 рассчитать теплоотвод типа пластины, работающий в условиях естественной конвекции.

Требуется определить геометрические размеры теплоотвода.

Исходные данные: $T_{pn}=100$ °C (находится из справочника); $R_{т.т.к}=0{,}4$ °C (определяется экспериментальным путем); $R_{т.п.к}=3{,}5$ °C/вт (находится из справочника); $T_с=60$ °C, $P_{задан}=5$ вт.

1. Тепловое сопротивление теплоотвода

$$R_{т.т.с}=0{,}9\cdot\frac{T_{pn}-T_с-P\,(R_{т.п.к}+R_{т.к.т})}{P}=$$

$$=0{,}9\,\frac{(100-60)-5\,(3{,}5+0{,}4)}{5}\approx 3{,}7,\quad °C/вт.$$

2. Среднеповерхностная температура перегрева теплоотвод — среда:

$$T_{перегр}=T_т-T_с;$$

$$T_т-T_с=PR_{т.т.с};$$

$$T_т-60=5\cdot 3{,}69;\quad T_т\approx 80\ °C.$$

3. Выбрать величины $L\times l$, d согласно рекомендациям в гл. 6 $L\times l=100\times 100$ мм², $d=3$ мм.

4. Площадь пластины

$$S=2l^2+4dl=2\cdot 100^2+4\cdot 3\cdot 100=212\ см^2.$$

5. Коэффициент теплоотдачи для гладкой поверхности

$$\alpha_{гл}=\alpha_{к.гл}+\alpha_{л.гл},$$

$$\alpha_{л.гл}=\varepsilon\cdot f(t_т,\ t_с)\varphi,$$

$\varphi=1$ — для гладкой поверхности; $\varepsilon=0{,}9$ — для черненого теплоотвода. Величина $f(T_т,\ T_с)$ определяется по графику рис. 26:

$$f(T_т,\ T_с)=9\cdot 10^{-4}\ \text{при}\ T_т=80\ °C\ \text{и}\ T_с=60\ °;$$

$$\alpha_{л.гл}=0{,}9\cdot 9\approx 8{,}0\cdot 10^{-4}\,\frac{вт}{см^2\cdot °C};$$

$\alpha_{к.гл}$ находим из графика рис. 23 при $\left(\frac{T_т-T_с}{l}\right)^{1/4}=\left(\frac{80-60}{100}\right)^{1/4}$.

Тогда величины

$$\alpha_{к.гл}=4{,}5\cdot 10^{-4}\,\frac{вт}{см^2\cdot °C};$$

$$\alpha_{гл}=\alpha_{к.гл}+\alpha_{л.гл}=4{,}5\cdot 10^{-4}+8\cdot 10^{-4}=12{,}5\cdot 10^{-4}\,\frac{вт}{см^2\cdot °C}.$$

6. Мощность, рассеиваемая гладкой поверхностью,

$$P_{гл}=\alpha_{гл}\cdot S_{гл}(T_т-T_с)=12{,}5\cdot 10^{-4}\cdot 212\cdot 20=5{,}0\ вт.$$

7. Тепловое сопротивление гладкой поверхности пластины

$$R_{т.т.с}=\frac{1}{\alpha_{гл}\cdot S_{гл}}=\frac{1}{12{,}5\cdot 10^{-4}\cdot 212}\approx 3{,}7\ °C/вт;$$

$R_{т.т.с.задан}=3{,}7$ °C/вт. По условию должно быть $P_{общ}\geqslant P_{задан}$, где P общее расчетное равно 5,0 вт; P заданное равно 5 вт.

Итак, для транзисторов типа П213—П215 мощностью 5 вт рекомендуется использовать теплоотвод типа пластины с размерами $l\times L=100\times 100$ мм, $d=3$ мм.

Пример расчета односторонне оребренного теплоотвода. Для охлаждения транзистора типа П210А мощностью 52 вт рассчитать односторонне оребренный теплоотвод, работающий в условиях естественной конвекции при температуре окружающей среды $T_с=60$ °C. Требуется определить геометрические размеры и число ребер.

Исходные данные: $T_{pn}=85$ °C (находится из справочника), $R_{т.п.к}=1$ °C/вт (находится из справочника), $R_{т.к.т}=0{,}4$ °C/вт (определяется экспериментальным путем), $T_с=60$ °C, $P_{задан}=5$ вт.

1. Тепловое сопротивление теплоотвода $R_{т.т.с}$ по исходным данным находим из выражения

$$R_{т.т.с.задан}=0{,}9\,\frac{(T_п-T_с)-P\,(R_{т.п.к}+F_{т.к.т})}{P},\quad °C/вт;$$

$$R_{т.т.с.задан}=0{,}9\,\frac{(85-60)-5\,(1+0{,}4)}{5}=3\quad °C/вт.$$

2. Температура перегрева теплоотвод — среда

$$T_т-T_с=PR_{т.т.с};$$

$$T_т-60=5\cdot 3=15\cdot T_т=75\ °C.$$

3. Выбираем величины L, l, b, δ, h, d согласно рекомендациям в гл. 6. Выбираем $l=93$ *мм*, $L=90$ *мм*, $b=12$ *мм*, $\delta=3$ *мм*, $d=3$ *мм*, $h=22$ *мм*.

4. Гладкая поверхность теплоотвода для случая крепления транзисторов с гладкой стороны

$$S_{гл}=l\cdot L=93\cdot 90=83{,}7\ см^2.$$

5. Число ребер по формуле $n=\dfrac{l+b}{b+\delta}$:

$$n=\frac{93+12}{12+3}=7\ шт.$$

6. Определить оребренную поверхность теплоотвода для случая крепления транзистора с гладкой стороны по формуле

$$S_{оребр}=S_1+S_2+S_3,$$

где

$$S_1=(n-1)(b+2h)L;\ S_2=(n\delta+2h)L;\ S_3=2n\delta h;$$

$$S_{оребр}=(n-1)(b+2h)L+(n\delta+2h)L+2n\delta h=$$

$$=(7-1)(12+2\cdot 22)90+(7\cdot 3+2\cdot 22)90+2\cdot 7\cdot 3\cdot 22\approx 370{,}0\ см^2.$$

7. Коэффициент теплоотдачи для гладкой поверхности

$$\alpha_{гл}=\alpha_{л.гл}+\alpha_{к.гл};$$

здесь $\alpha_{л.гл}$ — коэффициент лучеиспускания гладкой поверхности определяется по формуле

$$\alpha_{л.гл}=\varepsilon f(T_т,\ T_c)\varphi,$$

где φ — коэффициент облученности между i-той поверхностью и средой.

Величина φ для гладкой поверхности равна единице; величина $f(T_т,\ T_c)$ определяется из графика рис. 26:

$$\alpha_{л.гл}=\varepsilon f(T_т,T_c)=0{,}9\cdot 9\cdot 10^{-4}\approx 8\cdot 10^{-4}\ \frac{вт}{см^2\cdot{}^\circ C}.$$

Величина $\alpha_{к.гл}$ определяется из графика рис. 23

$$\alpha_{к.гл}=\left(\frac{T_т-T_c}{l}\right)^{1/4}=\left(\frac{75-60}{93}\right)^{1/4};$$

$$\alpha_{к.гл}=4\cdot 10^{-4}\ \frac{вт}{см^2\cdot{}^\circ C}.$$

$$\alpha_{гл}=8\cdot 10^{-4}+4^{-4}=12\cdot 10^{-4}\ \frac{вт}{см^2\cdot{}^\circ C}.$$

8. Мощность, рассеиваемая гладкой поверхностью:

$$P_{гл}=\alpha_{гл}\cdot S_{гл}(T_т-T_c)=12\cdot 10^{-4}\cdot 83\cdot 15\approx 1{,}6\ вт.$$

9. Тепловое сопротивление гладкой поверхности пластины $R''_{т.т.с}$ определим по формуле

$$R''_{т.т.с}=\frac{1}{\alpha_{гл}S_{гл}}=\frac{1}{12\cdot 10^{-4}\cdot 83}\approx 10\ {}^\circ C/вт.$$

10. Определить мощность, рассеиваемую оребренной поверхностью:

а) определим температуру среды между ребрами $T_{ic}=T_т-K$; K определяем из графика рис. 24 ($K=12$):

$$T'_c=T_{ic}=75-12=63\ {}^\circ C;$$

б) определим $\alpha_к$ по графику рис. 23 для

$$\left(\frac{T_т-T_c}{l}\right)^{1/4}=\left(\frac{75-63}{93}\right)^{1/4};$$

$$\alpha_к=4{,}5\cdot 10^{-4}\ \frac{вт}{см^2\cdot{}^\circ C};$$

в) коэффициент теплоотдачи лучеиспусканием оребренной поверхности

$$\alpha_{л.оребр}=\varepsilon\varphi f(T_т,T_c)=0{,}9\cdot 0{,}22\cdot 9\cdot 10^{-4}=1{,}8\cdot 10^{-4}\ \frac{вт}{см^2\cdot{}^\circ C},$$

где $\varphi=f(h/b)=f(22/12)=0{,}22$ определяется по графику рис. 25.

Величина $f(T_т,\ T_c)=9{,}0\cdot 10^{-4}$ находится по графику рис. 26.

Мощность, рассеиваемая оребренной поверхностью теплоотвода, будет равна:

$$P_{оребр}=[\alpha_к(T_т-T'_c)+\alpha_л(T_т-T_c)]S_{оребр}=$$

$$=[4{,}5\cdot 10^{-4}(75-63)+1{,}8\cdot 10^{-4}\cdot 15]\,370=$$

$$=(54\cdot 10^{-4}+27\cdot 10^{-4})370=3{,}0\ вт.$$

11. Тепловое сопротивление оребренной поверхности $R'_{т.т.с}$ по формуле

$$R'_{т.т.с}=\frac{T_т-T_c}{P_{оребр}}=\frac{75-60}{3}=\frac{15}{3}=5\ {}^\circ C/вт.$$

12. Общее расчетное тепловое сопротивление теплоотвода

$$R_{т.т.с\ расч}=\frac{R'_{т.т.с}\cdot R''_{т.т.с}}{R'_{т.т.с}+R''_{т.т.с}}=\frac{5\cdot 10}{5+10}=3{,}34.$$

13. Мощность, рассеиваемая оребренной и гладкой поверхностями:

$$P_{общ.расч}=P_{гл}+P_{оребр}=1{,}6+3=4{,}6\ вт.$$

14. Проверка правильности расчета:

$$R_{т.т.с.расч}\leqslant R_{т.т.с.задан}$$

или $P_{общ.расч}\geqslant P_{задан}$.

В нашем случае выбранный теплоотвод рассеивает мощность на 0,4 *вт*, т. е. меньше требуемой. В таких случаях требуется повторить расчет сначала, так чтобы выполнялось требование п. 14. Для этого необходимо увеличить размеры и число ребер теплоотвода.

Задаемся размерами: $l \times L = 93 \times 105$ *мм*, $n=8$, $h=22$ *мм*, $b=12$ *мм*, $\delta=3$ *мм*, $d=3$ *мм*, $l=93$ *мм*, $L=105$ *мм*.

В результате повторного расчета убеждаемся, что теплоотвод с вновь выбранными размерами позволяет рассеять мощность 5 *вт*.

Пример расчета двустороннего оребренного теплоотвода показан в Приложении 2.

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ЭКСПЛУАТАЦИИ ТЕПЛООТВОДОВ И КРЕПЛЕНИЮ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ К ТЕПЛООТВОДАМ

1. Для электрической изоляции полупроводниковых приборов от теплоотвода следует применять слюдяные, фторопластовые, лавсановые изоляционные прокладки, имеющие минимальные тепловые сопротивления.

Для снижения контактного теплового сопротивления необходимо применять смазку из невысыхающего масла или тонкую фольгу из мягкого материала. Пригодна смазка ЦИАТИМ-201, ЦИАТИМ-221. Изменение температуры корпуса транзистора при использовании прокладок и смазки показано на рис. 27.

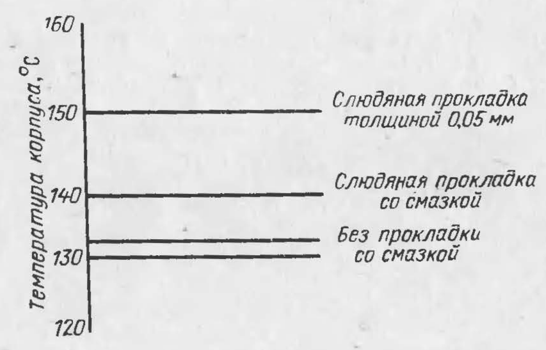


Рис. 27. Зависимость температуры корпуса транзистора от применяемой изоляции от корпуса теплоотвода.

2. При использовании изоляционных прокладок увеличивается общее тепловое сопротивление системы переход — корпус — теплоотвод — окружающая среда. В связи с этим лучше крепить полупроводниковый прибор к теплоотводу без изоляционных прокладок, но со смазкой, а теплоотвод изолировать от шасси при помощи механически прочных и толстых изоляционных прокладок.

3. Чистота обработки поверхности теплоотвода в месте крепления полупроводникового прибора должна быть не менее ∇6.

4. Для уменьшения теплового сопротивления теплоотвода и для увеличения коэффициента теплоотдачи необходимо производить

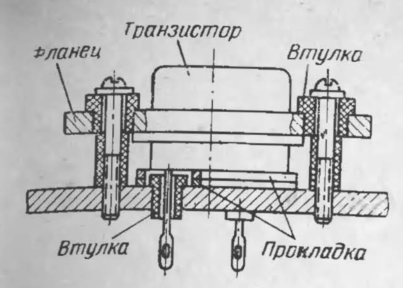
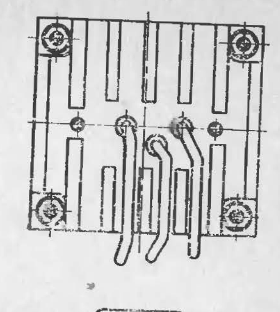
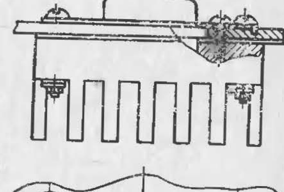


Рис. 28. Крепление транзистора к теплоотводу с помощью накидной шайбы. Для электрической изоляции транзистора применена прокладка.





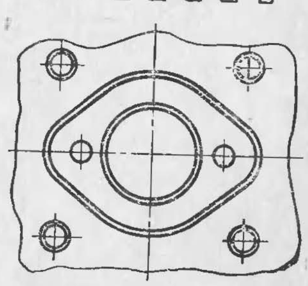


Рис. 29. Крепление транзистора без изоляционной прокладки.

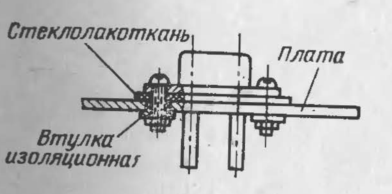


Рис. 30. Пример крепления транзистора к шасси.

покрытие теплоотводов, исключая место крепления полупроводникового прибора, лаком или краской со степенью черноты $\varepsilon = 0,6 \div 0,9$ (см. табл. 3).

5. Полупроводниковые приборы должны крепиться к теплоотводу обязательно с помощью всех предусмотренных болтов и с достаточно сильной и равномерной затяжкой их.

6. Недопустимо сверление общего отверстия в теплоотводе для всех выводов полупроводникового прибора, что уменьшает площадь теплового контакта. Отверстие для каждого из выводов должно быть самого малого диаметра с учетом размеров вывода в изоляции.

7. Теплоотводы следует крепить вдали от нагревающихся элементов схем.

8. Между теплоотводами и сильно греющимися элементами схемы необходимо ставить полированный алюминиевый экран.

9. Для улучшения отвода тепла теплоотводы следует крепить в вертикальном положении, что обеспечивает лучшую конвекцию воздуха.

На рис. 28—30 показаны примеры наиболее распространенных способов крепления полупроводниковых приборов к теплоотводам.

3—26

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ П213—П215, П216—П217, П210, П701

Германиевые, *p-n-p*, сплавные, низкочастотные мощные транзисторы П213—П215 предназначены для работы в схемах переключения, выходных каскадах низкочастотных усилителей, преобразователях и стабилизаторах постоянного напряжения и другой радиотехнической аппаратуре. Транзисторы работают при температуре окружающей среды от —60 до +70 °C и устойчивы к воздействию среды с относительной влажностью до 98% при температуре 40 °C. Конструктивно транзисторы выполнены в металлическом герметичном корпусе с жесткими выводами (рис. 31).

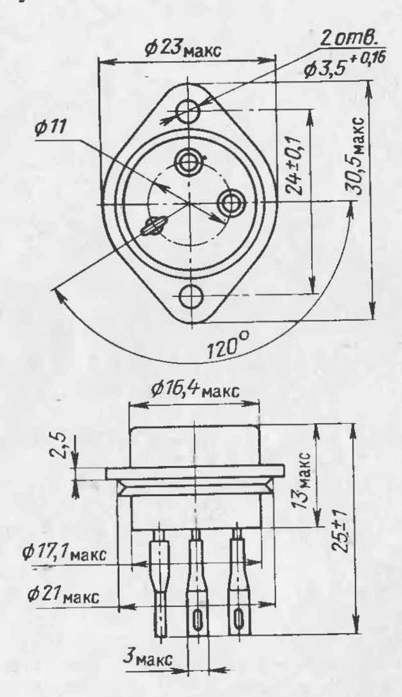


Рис. 31. Конструктивное исполнение транзисторов П213—П215, П216—П217.

Предельно допустимые данные

Наименование параметра	П213	П213А, П213Б	П214, П214А	П214Б	П214В, П214Г	П215
Напряжение коллектор—база $U_{к.б.макс}$, *в*	—45	—45	—60	—60	—60	—60
Напряжение коллектор—эмиттер $U_{к.э.макс}$, *в*:						
$I_б=0$	—30	—	—45	—45	—	—60
$R_{э.б} \leqslant 50$ *ом*	—40	—30	—55	—55	—55	—70
Напряжение эмиттер—база $U_{э.б.макс}$, *в*	—15	—10	—15	—15	—10	—15
Ток коллектора $I_{к.макс}$, *а*	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0
Ток базы $I_{б.макс}$, *а*	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
Максимально допустимая мощность, рассеиваемая прибором $P_{к.макс}$, *вт*:						
при температуре теплоотвода до 45 °C	11,5	10	10	11,5	10	10
свыше 45 °C	$P_{к.макс} = \frac{+85\ °C - T_т}{R_{т.п.т}}$					
Максимальная температура перехода $T_{п.макс}$, °C	+85	+85	+85	+85	+85	+85
Тепловое сопротивление между переходом и теплоотводом при $P_к=10$ *вт*, $R_{т.п.т}$ (°C/*вт*)	3,5—4					

Электрические параметры

Наименование параметра	П213	П213А	П213Б	П214	П214А	П214Б	П214В	П214Г	П215
Коэффициент прямой передачи тока в режиме малого сигнала h_{21E} (не менее)	20—50	20	40	20—60	50—150	20—150	20	—	20—150
Обратный ток коллектора $I_{к.б.о}$, *ма*, при +20 °C и $U_{к.б.макс}$ (не более)	0,15	1,0	1,0	0,3	0,3	0,15	1,5	1,5	0,3
Обратный ток эмиттера $I_{э.б.о}$, *ма*, при +20 °C и $U_{э.б.макс}$ (не более)	0,3	0,4	0,4	0,3	0,3	0,3	0,4	0,4	0,3

3*

П216—П217

Германиевые *p-n-p*, сплавные, низкочастотные мощные транзисторы П216—П217 предназначены для работы в схемах переключения, выходных каскадах низкочастотных усилителей, преобразователях и стабилизаторах постоянного напряжения и другой радиотехнической аппаратуре. Транзисторы работают при температуре окружающей среды —60 до +70 °С и устойчивы к воздействию среды с относительной влажностью до 98% при температуре 40 °С. Конструктивно транзисторы выполнены в металлическом герметичном корпусе с жесткими выводами (рис. 31).

Предельно допустимые данные

Наименование параметра	П216, П216А	П216Б, П216В	П216Г, П216Д	П217, П217А, П217Б	П217В, П217Г
Напряжение коллектор — база $U_{к.б.макс}$, *в*	—40	—35	—50	—60	—60
Напряжение коллектор—эмиттер $U_{к.э.макс}$, *в*	—30	—	—	—45	—
$I_б=0$, $R_{э.б}=0$	—40	—35	—50	—60	—60
Напряжение эмиттер — база $U_{э.б.макс}$, *в*	—15	—15	—15	—15	—15
Ток коллектора $I_{к.макс}$, *а*	7,5	7,5	7,5	7,5	7,5
Ток базы $I_{б.макс}$, *а*	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75
Максимально допустимая мощность, рассеиваемая транзистором, $P_{к.макс}$, *вт*: при температуре теплоотвода до 25 °С	30	24	24	30	24
при температуре теплоотвода свыше 25 °С	$R_{к.макс}=\frac{+85\ °C-T°_т}{R_{т.п.т}}$				
Максимальная температура перехода $T_п$, °С	+85	+85	+85	+85	+85
Тепловое сопротивление переход—корпус $R_{т.п.т}$, °С/*вт*	2,0—2,5				

Электрические параметры

Наименование параметра	П216, П216А	П216Б	П216В		16Д
Коэффициент прямой передачи тока в режиме малого сигнала h_{21E} (не менее)	20—80	10	30	5	15—30
Коэффициент прямой передачи тока в режиме большого сигнала h_{21E} (не менее)	18 ($I_к=4$ *а* $U_{к.э.нас}<0,75$ *в*)	—	—	—	—
Обратный ток коллектора $I_{к.б.о}$, *ма*, при +20 °С и $U_{к.б.макс}$ (не более)	0,5	1,5	2,0	2,5	2,0
Обратный ток эмиттера $I_{э.б.о}$, *ма*, при +20 °С и $U_{к.б.макс}$ (не более)	0,4	0,75	0,75	0.75	0,75

Продолжение

Наименование параметра	П217, П217А	П217Б	П217В	П217Г
Коэффициент прямой передачи тока в режиме малого сигнала h_{21E} (не менее)	20—60	20	15—40	—
Коэффициент прямой передачи тока в режиме большого сигнала h_{21E} (не менее)	15 ($I_к=4$ *а* $U_{к.э.нас}=1$ *в*)	—	—	—
Обратный ток коллектора $I_{к.б.о}$, *ма*, при +20 °С и $U_{к.б.макс}$ (не более)	0.5	0,5	3,0	3,0
Обратный ток эмнгтера $I_{э.б.о}$, *ма*, прн +20 °С и $U_{к.б.макс}$ (не более)	0,4	0,4	0,75	0,75

П210Б, П210В

Германиевые *p-n-p*, сплавные, низкочастотные мощные транзисторы П210Б, П210В предназначены для работы в приемной, усилительной и другой аппаратуре широкого применения. Транзисторы работают при температуре окружающей среды от —55 до +60 °С и устойчивы к воздействию среды с относительной влажностью 98% при температуре 40±2 °С. Конструктивно транзисторы выполнены в металлическом герметичном корпусе с гибкими выводами (рис. 32).

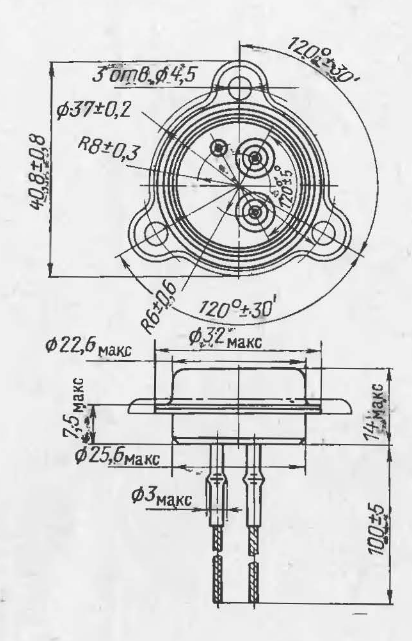


Рис. 32. Конструктивное исполнение транзисторов П210.

Предельно допустимые данные

Ток коллектора, $I_к$, *а* 12

Напряжение коллектор—эмиттер закрытого транзистора $U_{к.э.з}$ ($U_{б.э}$=1,5 *в*), *в* 40

Напряжение эмиттер—база, $U_{э.б.о}$, *в* 25

Мощность на коллекторе ($T_к \leqslant 25$ °С), $P^*_к$, *вт* 45

Тепловое сопротивление транзистора (переход—корпус), $R_{т.п.к}$, °С/*вт* 1

Температура перехода, $T_п$, °С 70

Примечание. Значение $P^*_к$ дается при наличии дополнительного теплоотвода.

Электрические параметры ($T_{окр.ср}$=20±5 °С)	П210Б	П210В
Обратный ток коллектора $I_{к.б.о}$ (при $U_к$=35, $U_к$=45 *в*), *ма*	15	15
Статическая крутизна прямой передачи от входа на выход транзистора y_{21E} (при $U_к$=2 *в*, $I_к$=5 *а*)	5	5
Граничная частота передачи тока $f_{h21б}$ (при $U_к$=20 *в* $I_э$=0,1 *а*), *кгц*	100	100

Классификационные параметры ($T_{окр.ср}$=20±5 °С)	П210Б	П210В
Максимально допустимое напряжение коллектор—база при отключенном эмиттере $U_{к.б.о}$, *в*	65	45
Коэффициент прямой передачи тока в режиме большого сигнала h_{21E} (при $U_к$=2 *в* $I_к$=5 *а*)	>10	>10

П701, П701А, П701Б

Кремниевые *n-p-n* сплавно-диффузионные высокочастотные мощные транзисторы П701—П701Б предназначены для генерирования и усиления сигналов в радиотехнических устройствах широкого применения. Транзисторы работают при температуре окружающей среды от —55 до +100 °С и устойчивы к воздействию среды с относительной влажностью 98% при температуре 40±2 °С. Конструктивно транзисторы выполнены в металлическом герметичном корпусе с гибкими выводами (рис. 33).

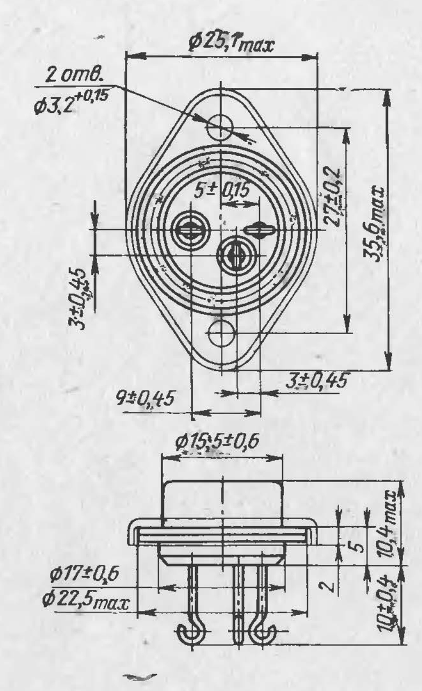


Рис. 33. Конструктивное исполнение транзисторов П701.

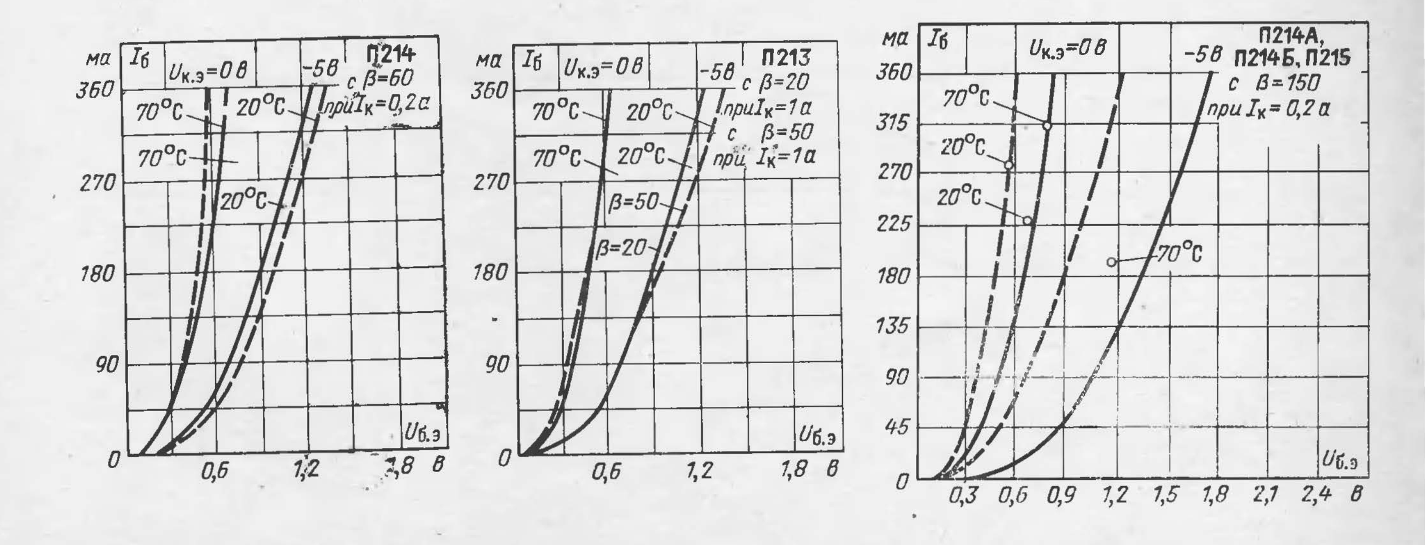
Предельно допустимые данные:

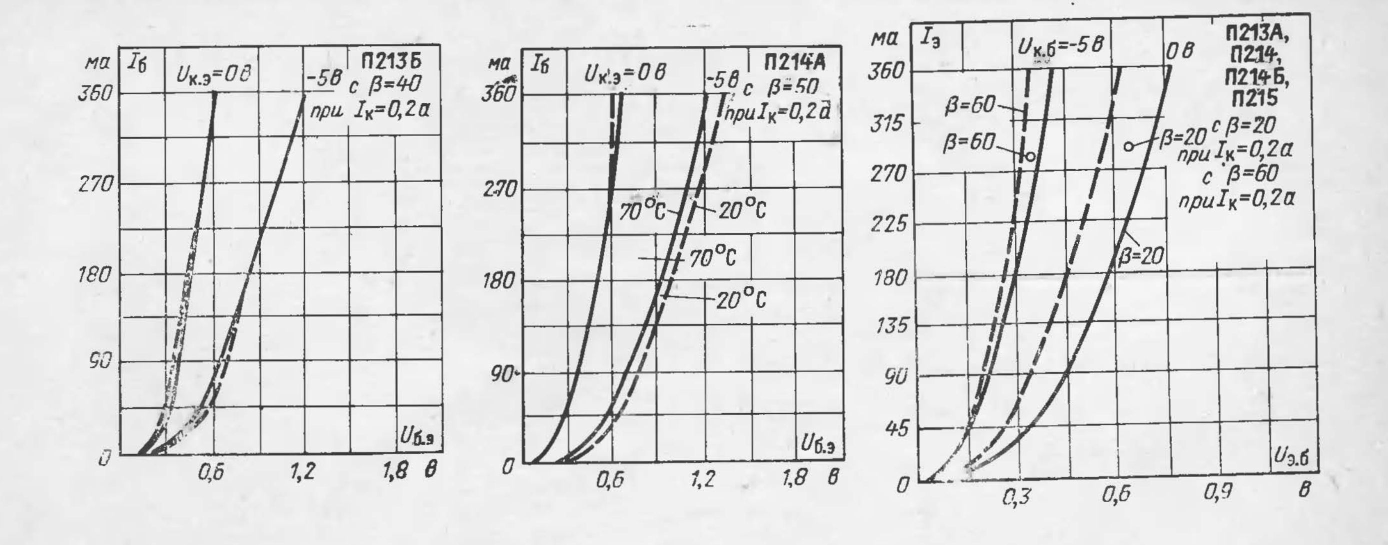
Ток коллектора $I_к$, *ма* 500
Ток эмиттера $I_э$, *ма* 700
Напряжение эмиттер—база $U_{э.б.о}$, *в* 2
Мощность на коллекторе $P_к$, *вт*:
без дополнительного теплоотвода 1
с дополнительным теплоотводом 10
Тепловое сопротивление транзистора (переход—корпус) $R_{т.п.к}$, °С/*вт* 10
Общее тепловое сопротивление транзистора (переход—окружающая среда) $R_{т.п.с}$, °С/*вт* 85
Температура перехода $T_п$, °С 150

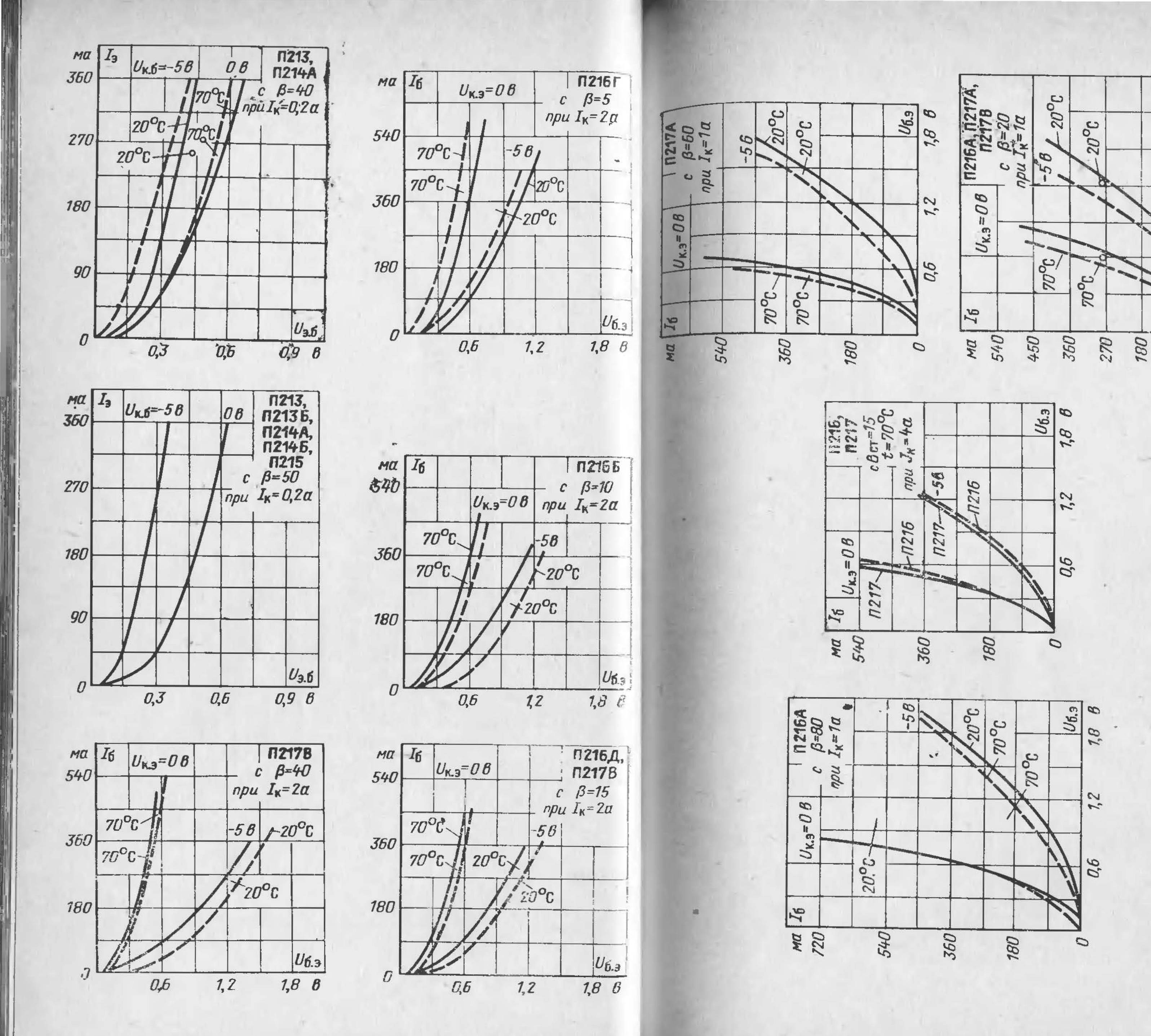
Электрические параметры ($T_{окр.ср}$=20±5 °С)	П701	П701А	П701Б
Обратный ток коллектора, $U_{к.б.о}$, *ма*, при:			
$U_к$=35 *в*			100
$U_к$=40 *в*	100		
$U_к$=60 *в*		100	
Начальный ток коллектора, $I_{к.э.нас}$, *ма*, при: ($R_б \leqslant 100$ *ом*)			
$U_к$=40 *в*			500
$U_к$=50 *в*	500		
$U_к$=70 *в*		500	
Максимальная частота передачи тока, $f_т$, *Мгц*, при:			
$U_к$=20 *в* $I_к$=100 *ма*	12,5	12,5	12,5
Напряжение насыщения коллектор—эмиттер, $U_{к.э.нас}$, *в* ($I_к$=500 *ма* $I_б$=100 *ма*)	7	7	7

Классификационные параметры ($T_{окр.ср}$=20±5 °С)	П701	П701А	П701Б
Максимально допустимое напряжение коллектор—эмиттер $U_{к.э.о}$, *в* . . .	40	60	35
Коэффициент прямой передачи тока в режиме большого сигнала h_{21E} при:			
$U_к$=10 *в*,			
$I_к$=200 *ма*		15—60	30—100
$I_к$=500 *ма*	10—40		

Входные характеристики транзисторов в схеме с общим эмиттером

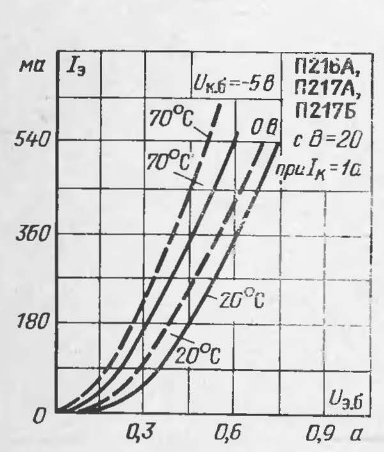


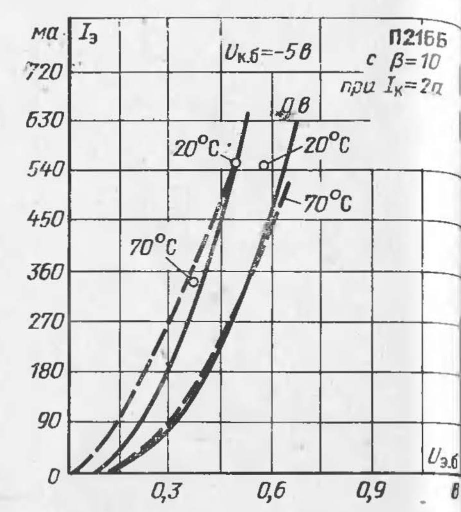


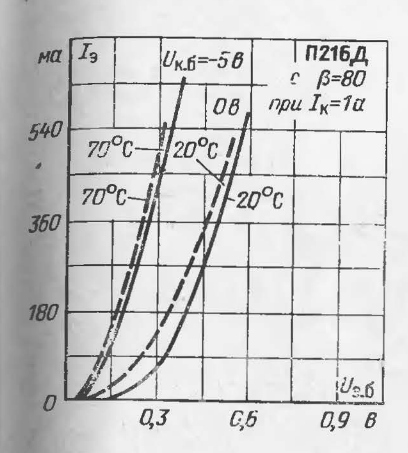


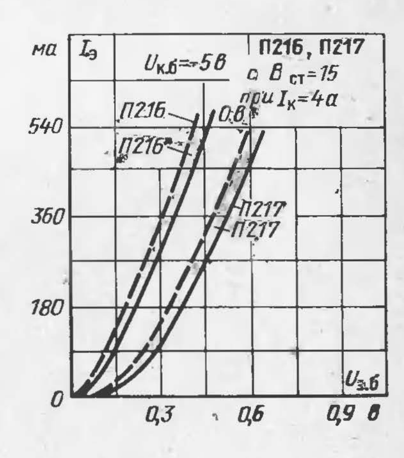
П213, П214А с β=40 при $I_к$=0,2 а
$I_э$ ма
$U_{к.б}$=-5 в
0 в
70°C
20°C
$U_{э.б}$ в
П216Г с β=5 при $I_к$=2 а
$I_б$ ма
$U_{к.э}$=0 в
-5 в
$U_{б.э}$ в
П213, П213Б, П214А, П214Б, П215 с β=50 при $I_к$=0,2 а
П216Б с β=10 при $I_к$=2 а
П217В с β=40 при $I_к$=2 а
П216Д, П217В с β=15 при $I_к$=2 а
П217А с β=60 при $I_к$=1 а
П216А, П217А, П217В с β=20 при $I_к$=1 а
П216, П217 с $β_{ст}$=15 t=70°C при $I_к$=4 а
П216А с β=80 при $I_к$=1 а

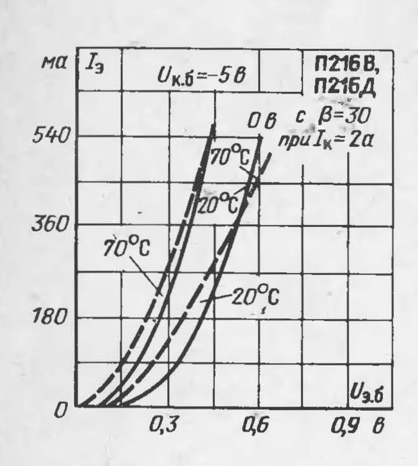
Входные характеристики транзисторов в схеме с общей базой

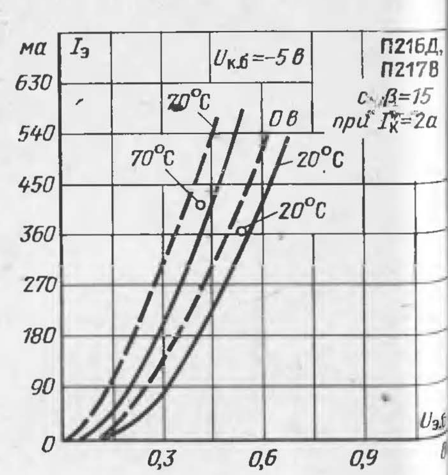


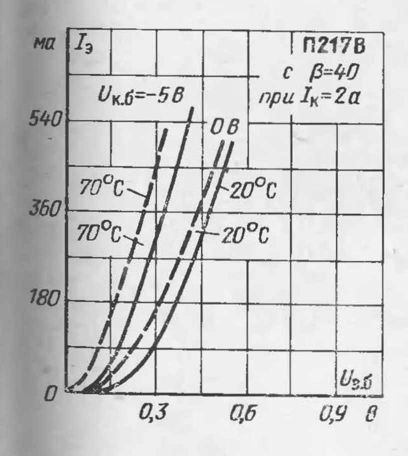


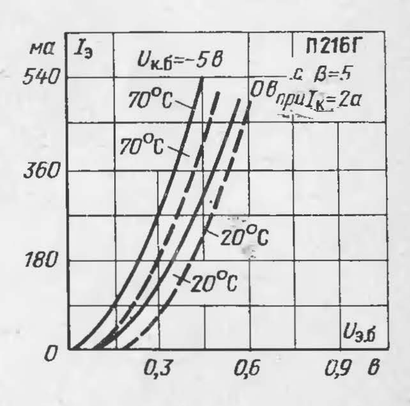




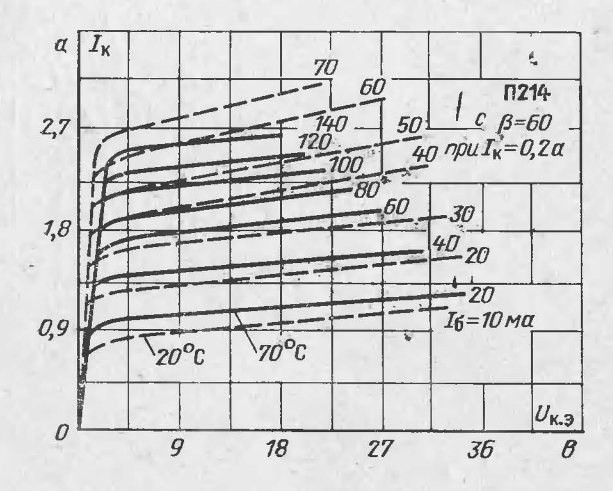


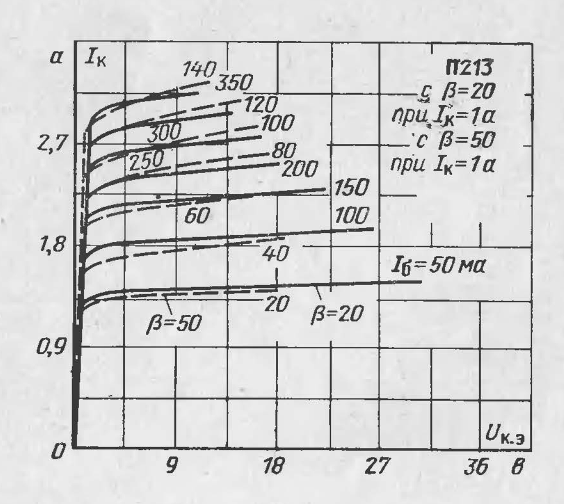


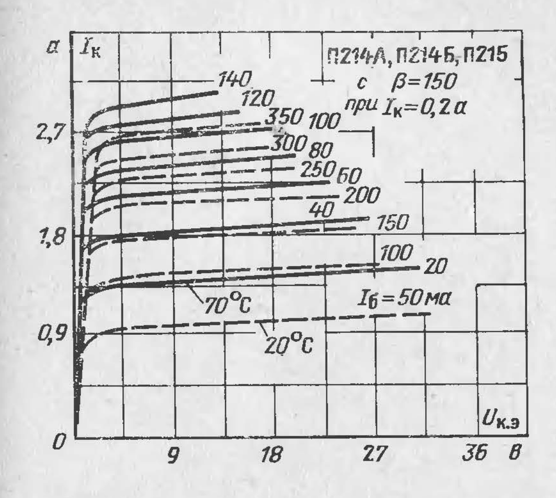


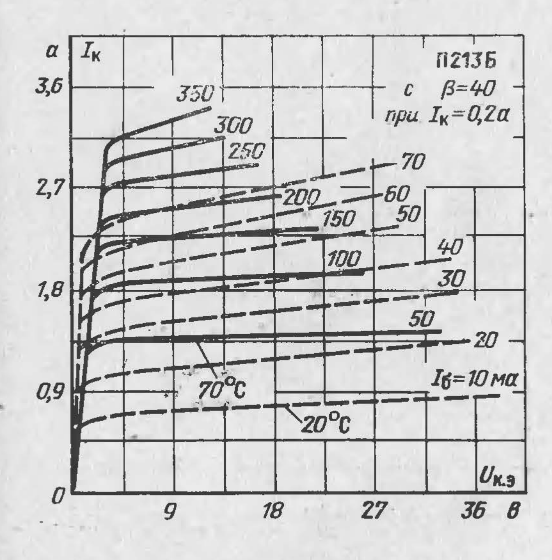


Выходные характеристики транзисторов в схеме с общим эмиттером

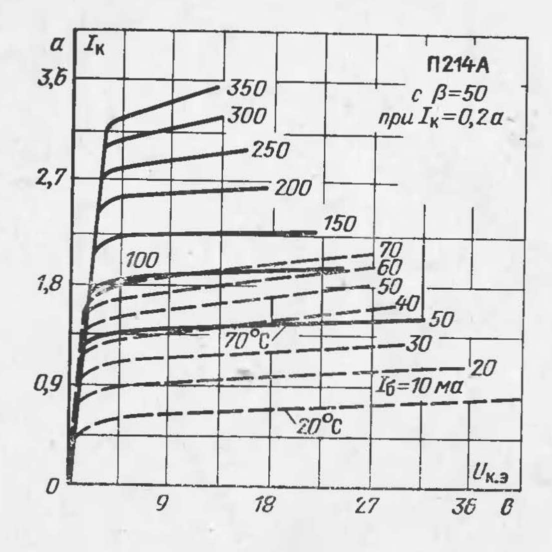


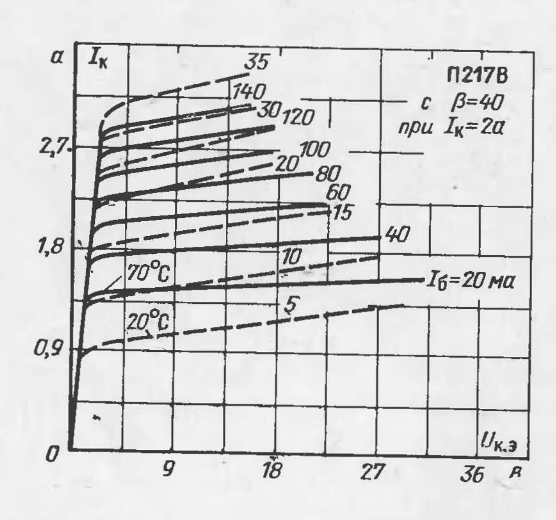


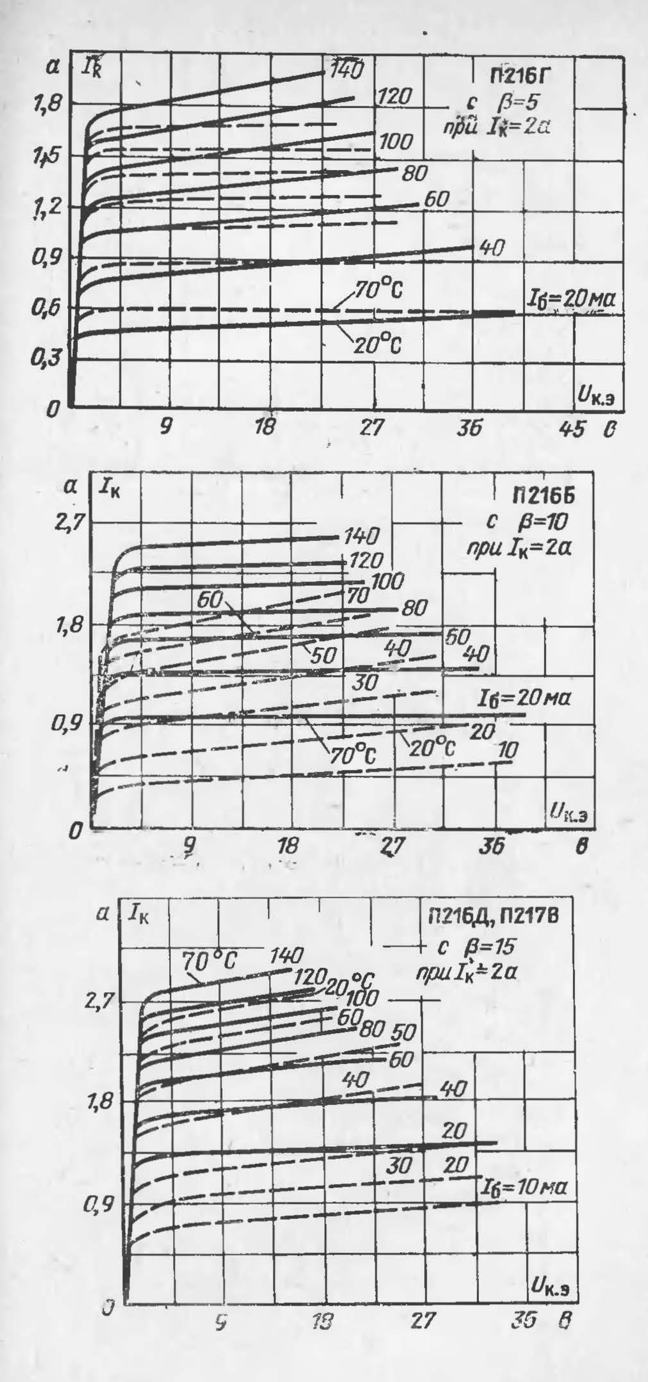


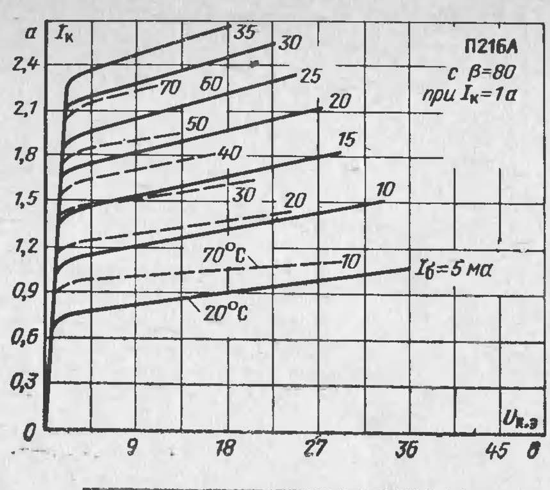


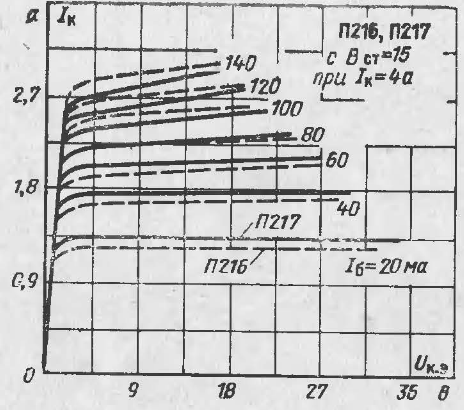
4—26

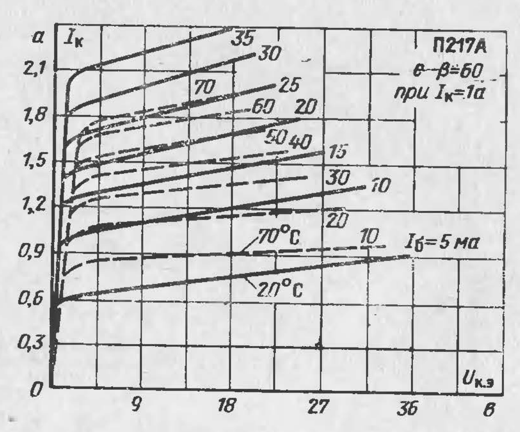

П214А
с β=50
при $I_К$=0,2 а
а $I_К$
3,6
2,7
1,8
0,9
0
350
300
250
200
150
100
70
60
50
40
50
70°C
30
20
$I_б$=10 ма
20°C
$U_{К.Э}$
9
18
27
36 в

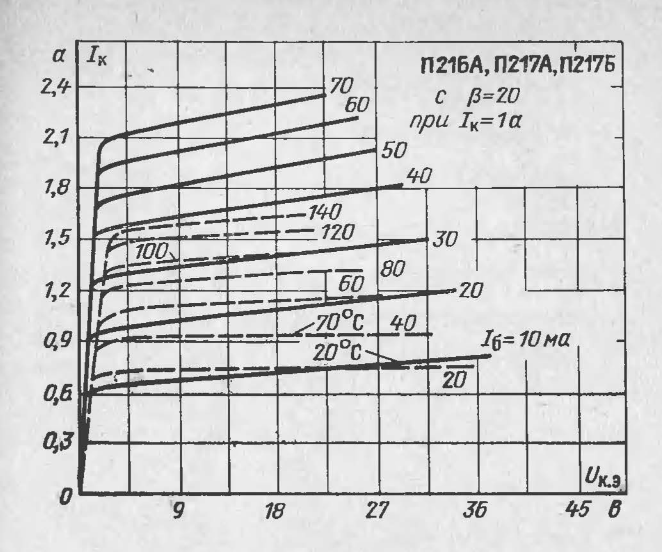

П217В
с β=40
при $I_К$=2а
а $I_К$
2,7
1,8
0,9
0
35
140
30
120
100
20
80
60
15
40
10
70°C
$I_б$=20 ма
5
20°C
$U_{К.Э}$
9
18
27
36 в


П216Г
с β=5
при $I_К$=2а
а $I_К$
1,8
1,5
1,2
0,9
0,6
0,3
0
140
120
100
80
60
40
70°C
$I_б$=20 ма
20°C
$U_{К.Э}$
9
18
27
36
45 в
П216Б
с β=10
при $I_К$=2а
а $I_К$
2,7
1,8
0,9
0
140
120
100
70
60
80
50
40
50
40
30
$I_б$=20 ма
70°C
20°C
20
10
$U_{К.Э}$
9
18
27
36 в
П216Д, П217В
с β=15
при $I_К$=2а
а $I_К$
2,7
1,8
0,9
0
70°C
140
120
20°C
100
60
80
50
60
40
40
20
30
20
$I_б$=10 ма
$U_{К.Э}$
9
18
27
36 в

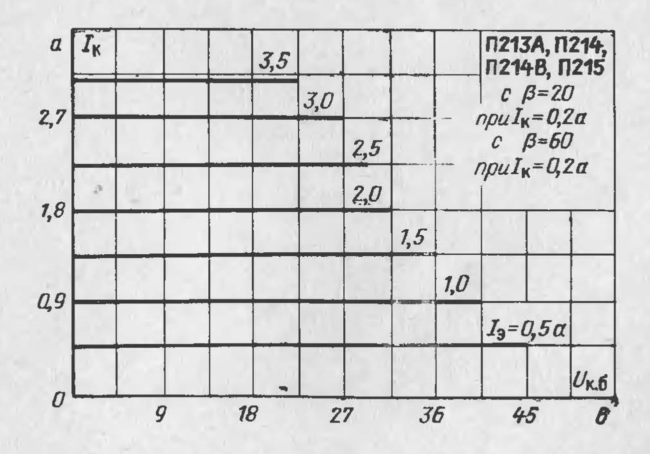


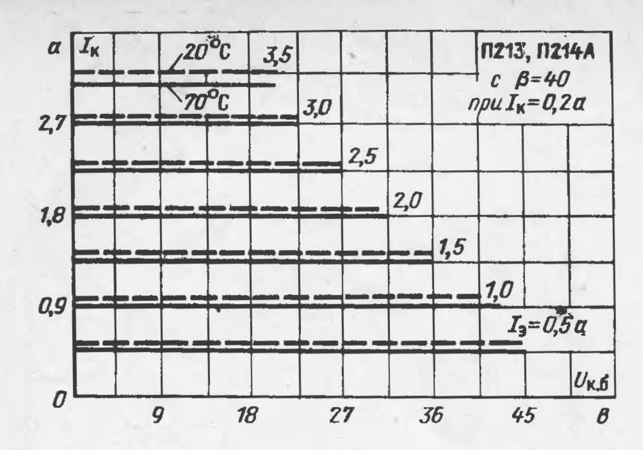




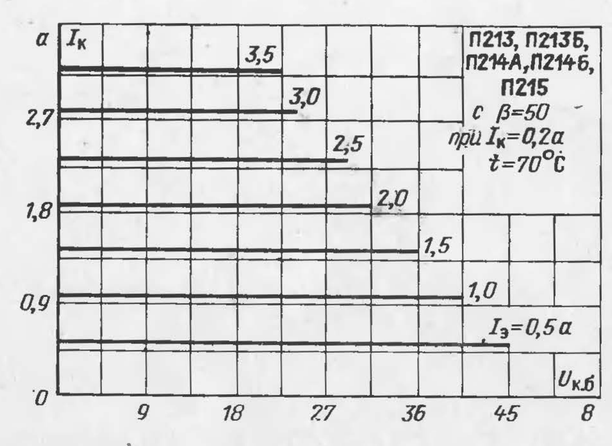


Выходные характеристики транзисторов в схеме с общей базой

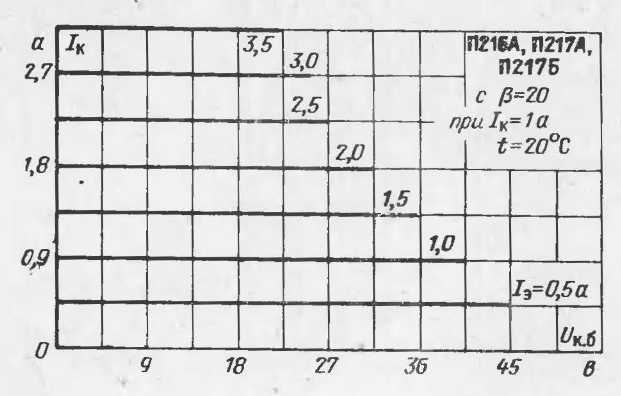




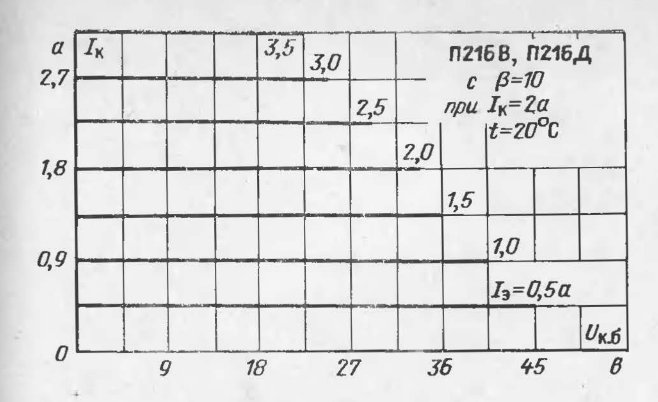
П213, П214А
с β=40
при Iк=0,2 а
20°С
70°С
Iэ=0,5 а
Uк.б



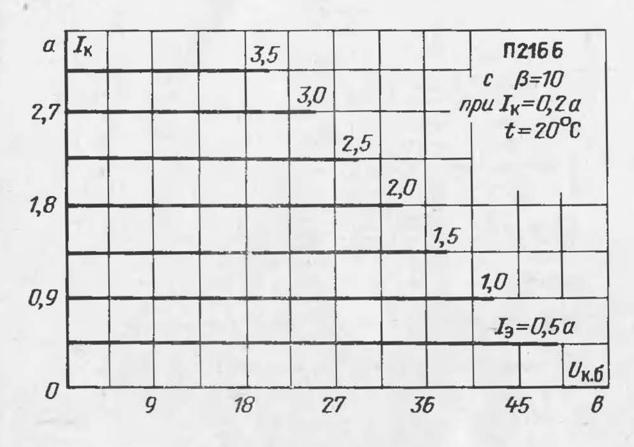
П213, П213Б, П214А, П214Б, П215
с β=50
при Iк=0,2 а
t=70°С
Iэ=0,5 а
Uк.б



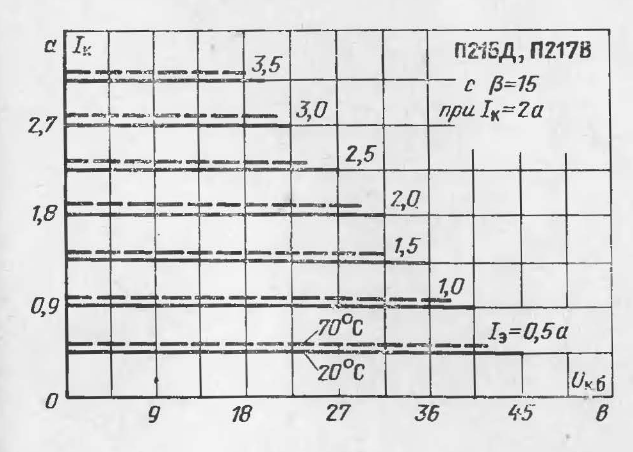
П216А, П217А, П217Б
с β=20
при Iк=1 а
t=20°С
Iэ=0,5 а
Uк.б



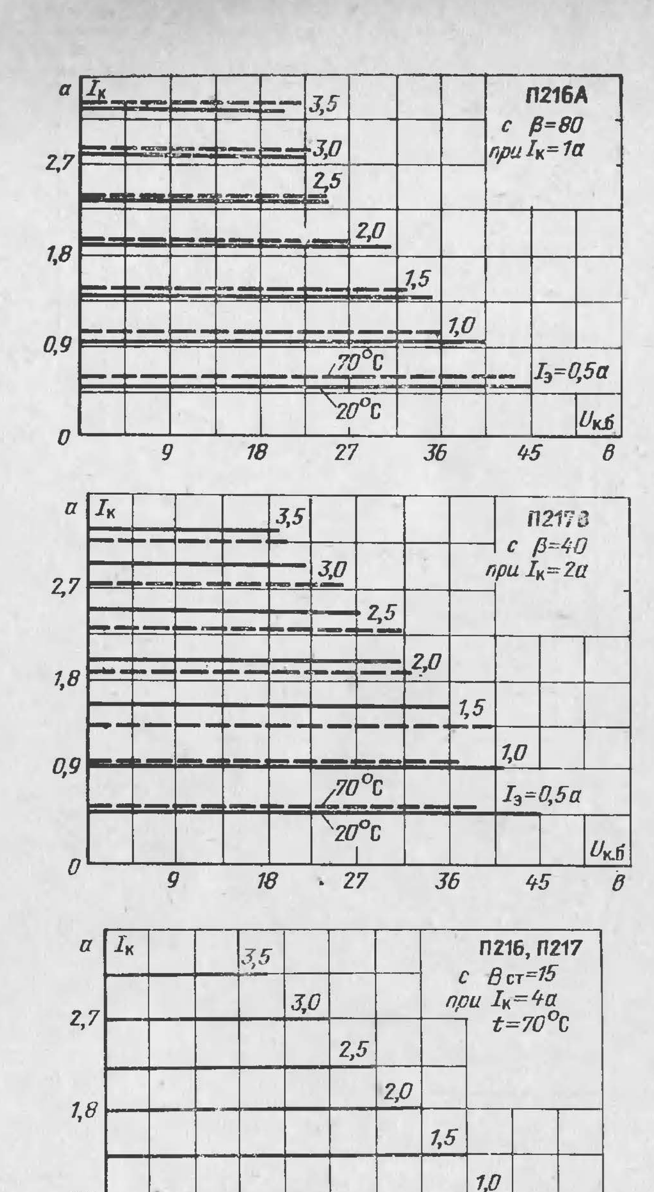
П216В, П216Д
с β=10
при Iк=2 а
t=20°С
Iэ=0,5 а
Uк.б

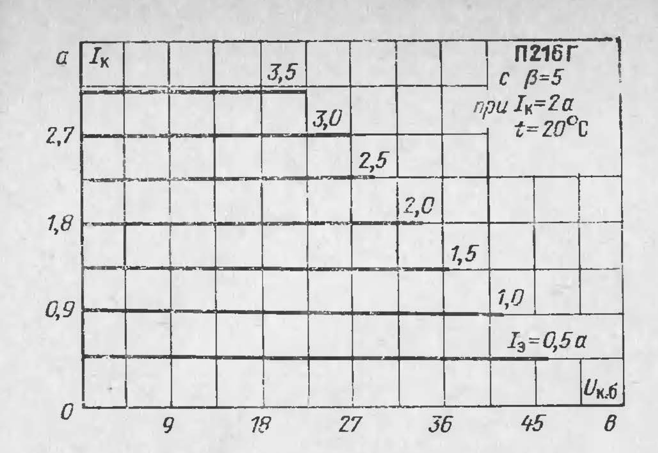


П216Б
с β=10
при Iк=0,2 а
t=20°С
Iэ=0,5 а
Uк.б

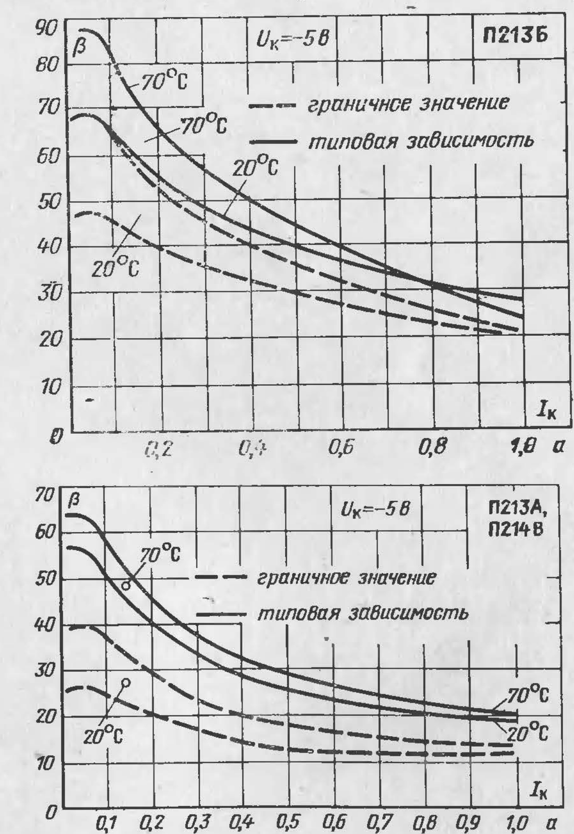


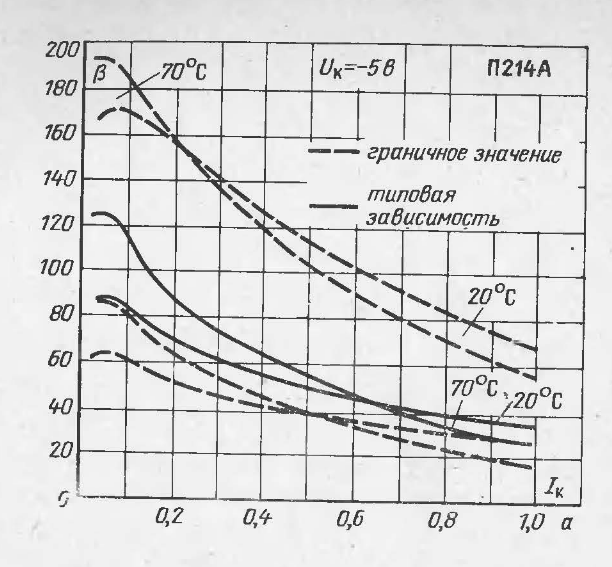
П215Д, П217В
с β=15
при Iк=2 а
70°С
20°С
Iэ=0,5 а
Uк.б



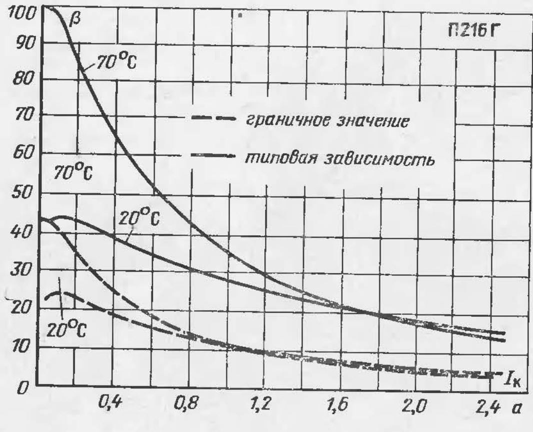


Зависимость коэффициента передачи по току в схеме с общим эмиттером от тока коллектора

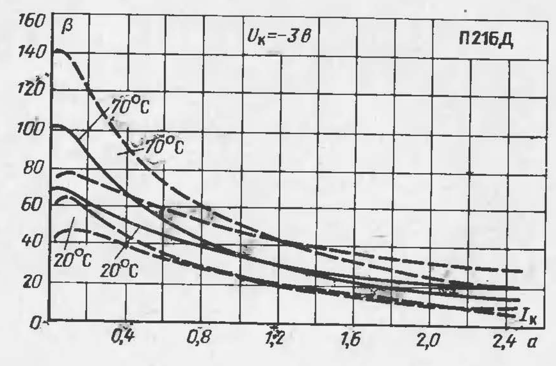




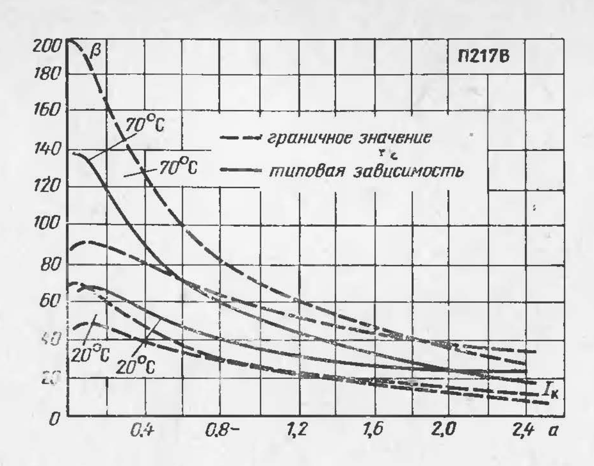
П214А
$U_к$=-5 в
β
70°С
20°С
70°С
20°С
граничное значение
типовая зависимость
$I_к$
0
20
40
60
80
100
120
140
160
180
200
0,2
0,4
0,6
0,8
1,0
а



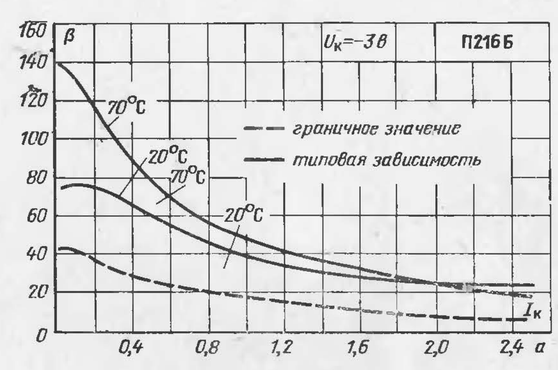
П216Г
β
70°С
70°С
20°С
20°С
граничное значение
типовая зависимость
$I_к$
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
0,4
0,8
1,2
1,6
2,0
2,4
а



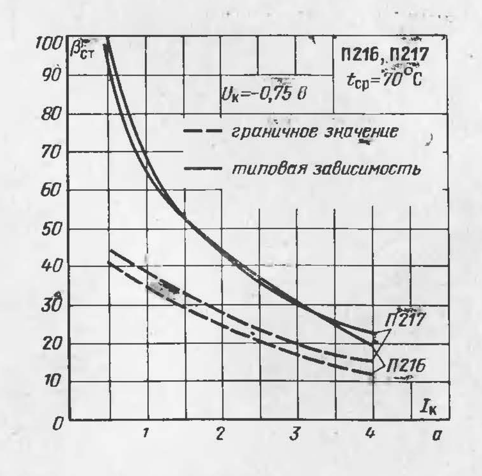
П216Д
$U_к$=-3 в
β
70°С
70°С
20°С
20°С
$I_к$
0
20
40
60
80
100
120
140
160
0,4
0,8
1,2
1,6
2,0
2,4
а



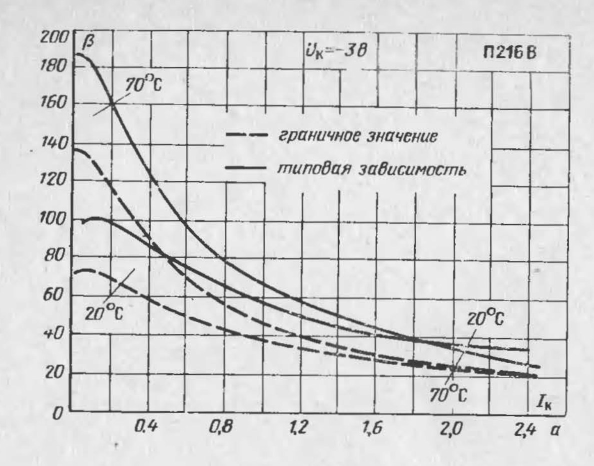
П217В
β
70°С
70°С
20°С
20°С
граничное значение
типовая зависимость
$I_к$
0
20
40
60
80
100
120
140
160
180
200
0,4
0,8
1,2
1,6
2,0
2,4
а

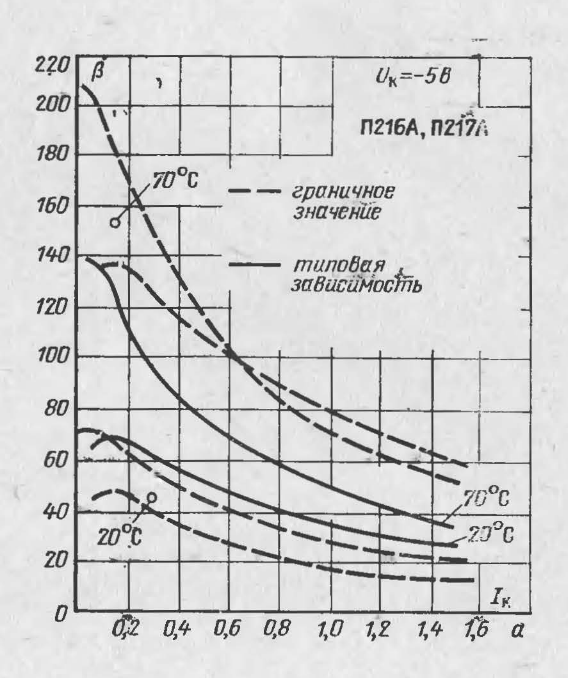


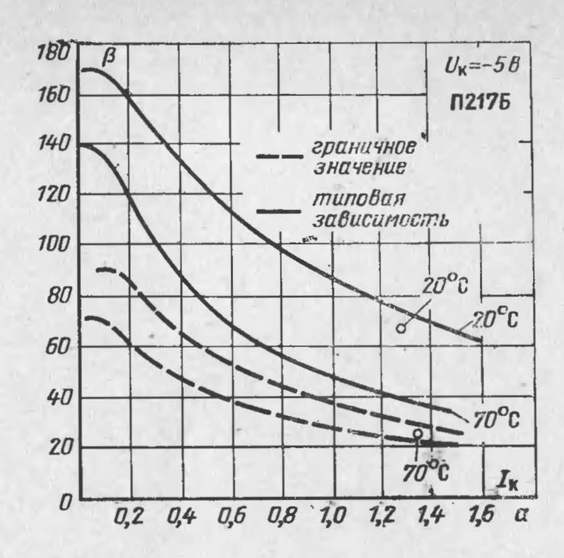
П216Б
$U_к$=-3 в
β
70°С
20°С
70°С
20°С
граничное значение
типовая зависимость
$I_к$
0
20
40
60
80
100
120
140
160
0,4
0,8
1,2
1,6
2,0
2,4
а



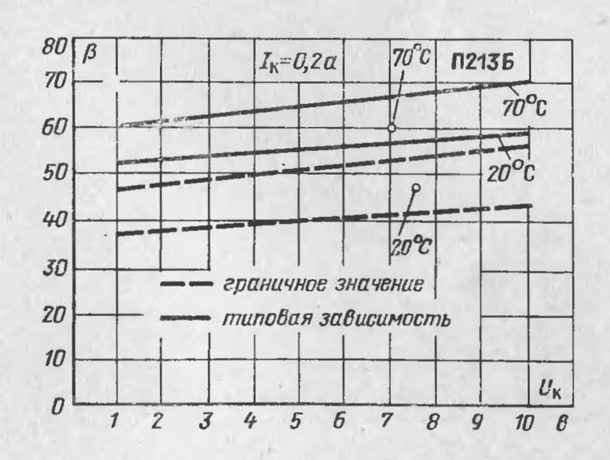
П216, П217
$t_{ср}$=70°С
$U_к$=-0,75 в
$β_{ст}$
граничное значение
типовая зависимость
П217
П216
$I_к$
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
1
2
3
4
а

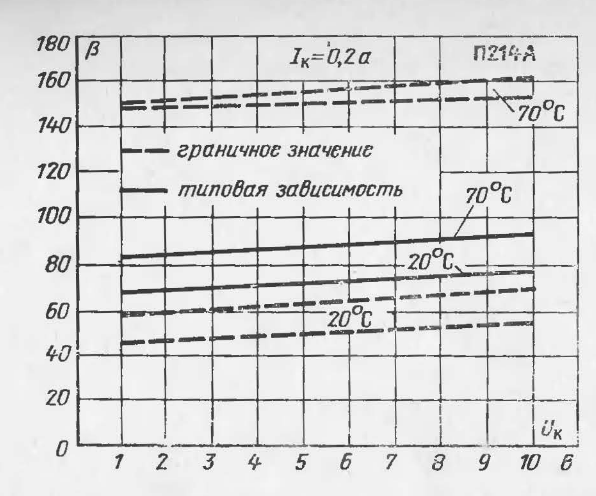




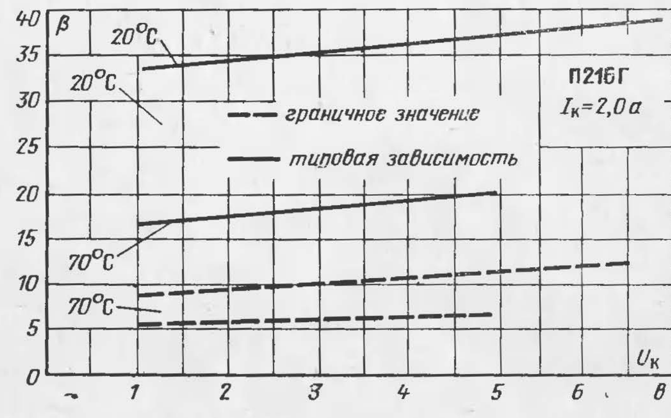


Зависимость коэффициента передачи по току в схеме с общим эмиттером от напряжения коллектора

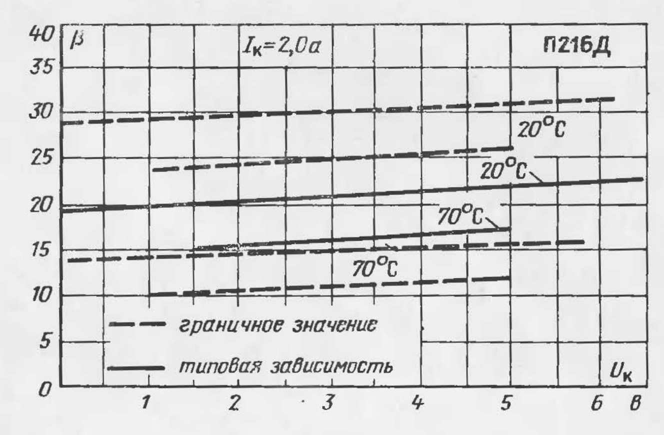




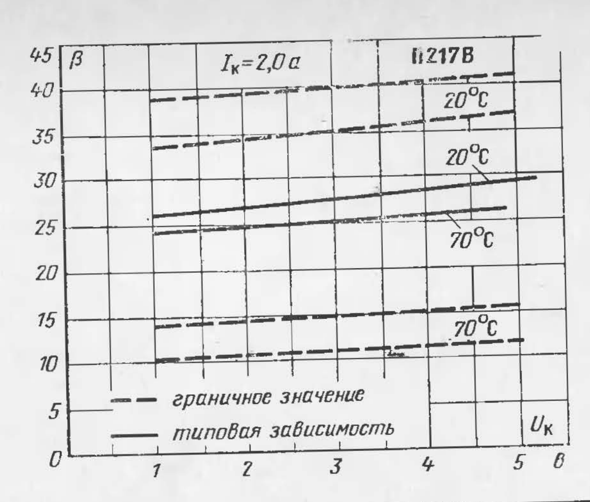
180 160 140 120 100 80 60 40 20 0
β
$I_к$=0,2 а
П214А
70°С
граничное значение
типовая зависимость
70°С
20°С
20°С
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 в
$U_к$



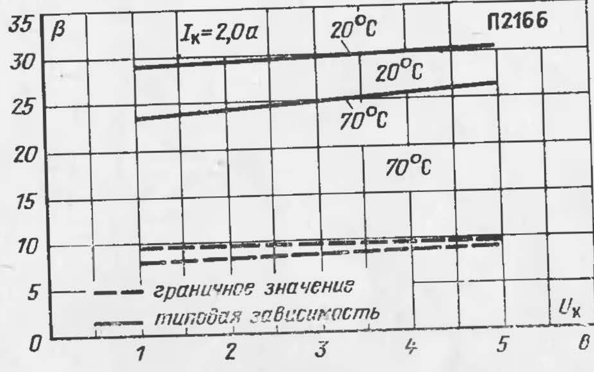
40 35 30 25 20 15 10 5 0
β
20°С
20°С
П216Г
$I_к$=2,0 а
граничное значение
типовая зависимость
70°С
70°С
1 2 3 4 5 6 в
$U_к$



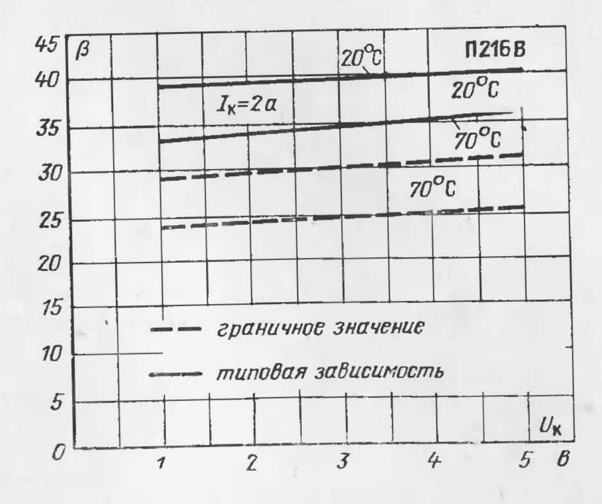
40 35 30 25 20 15 10 5 0
β
$I_к$=2,0 а
П216Д
20°С
20°С
70°С
70°С
граничное значение
типовая зависимость
1 2 3 4 5 6 в
$U_к$



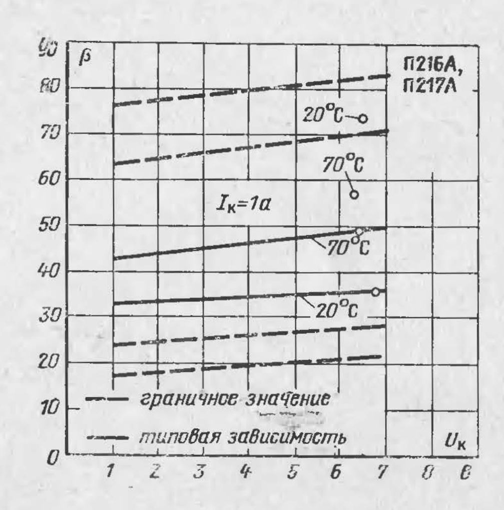
45 40 35 30 25 20 15 10 5 0
β
$I_к$=2,0 а
П217В
20°С
20°С
70°С
70°С
граничное значение
типовая зависимость
1 2 3 4 5 в
$U_к$

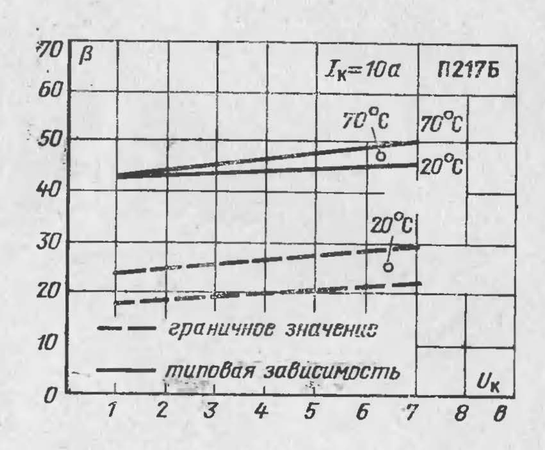


35 30 25 20 15 10 5 0
β
$I_к$=2,0 а
20°С
П216Б
20°С
70°С
70°С
граничное значение
типовая зависимость
1 2 3 4 5 в
$U_к$

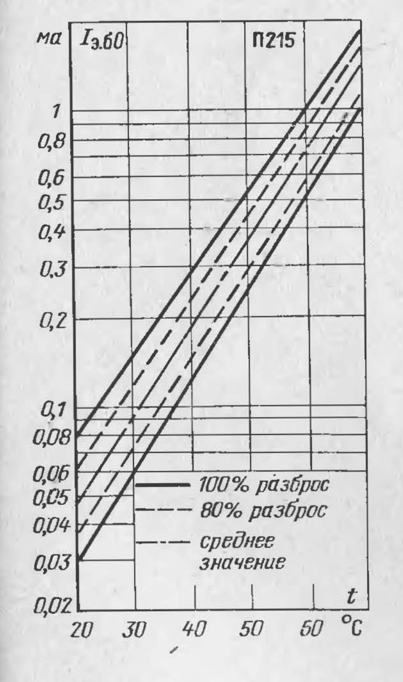


45 40 35 30 25 20 15 10 5 0
β
20°С
П216В
20°С
$I_к$=2 а
70°С
70°С
граничное значение
типовая зависимость
1 2 3 4 5 в
$U_к$

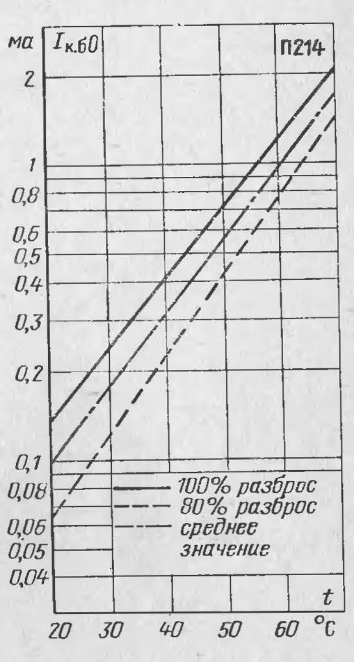




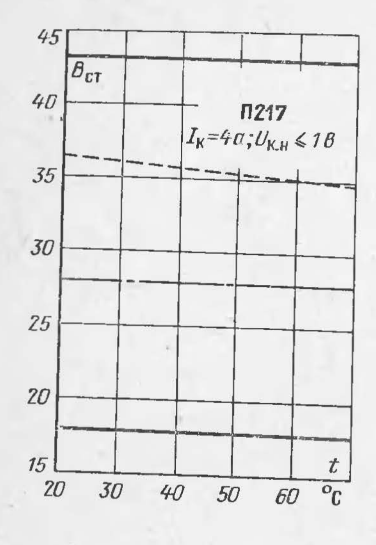
Зависимость обратного тока $I_{э.бо}=f(t)$ при $U_{э.б}=15$ *в*

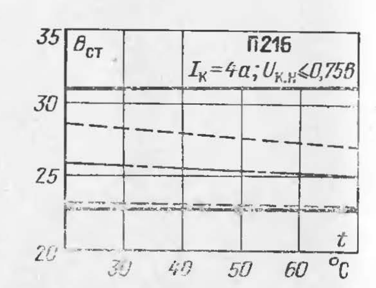


Зависимость обратного тока $I_{к.бо}=f(t)$ при $U_{к.б}=15$ *в*

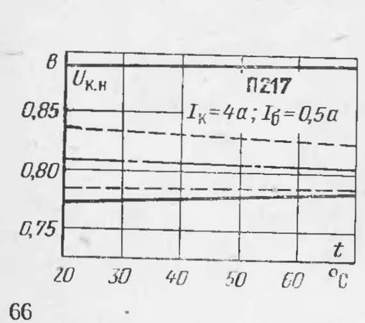


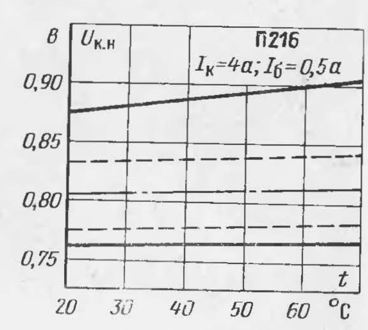
Зависимость статического коэффициента передачи от температуры $B_{ст}=f(t)$



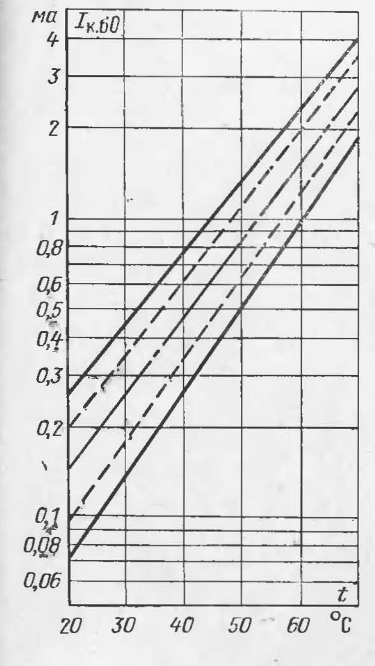


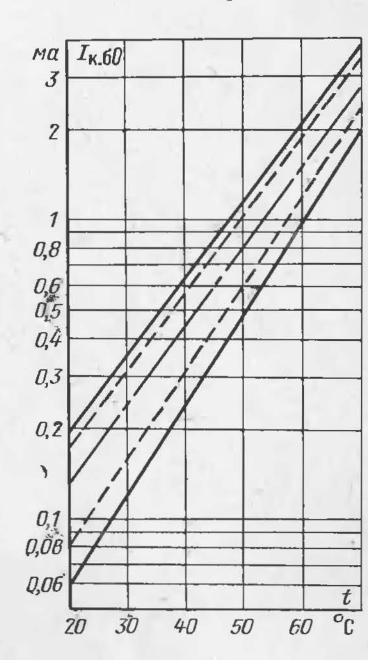
Зависимость $U_{к.н}$ от температуры t



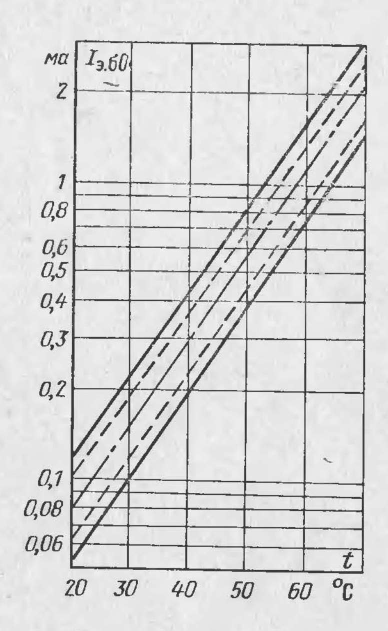


Зависимость обратного тока $I_{к.бо}$ от температуры t

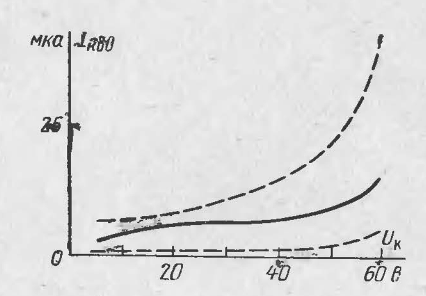




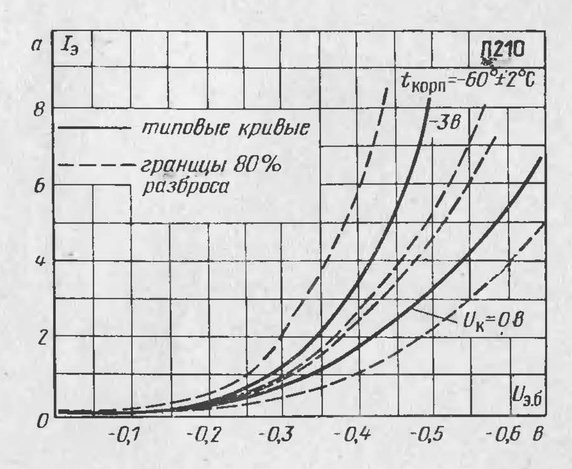
Зависимость обратного тока $I_{э.бо}$ от температуры t



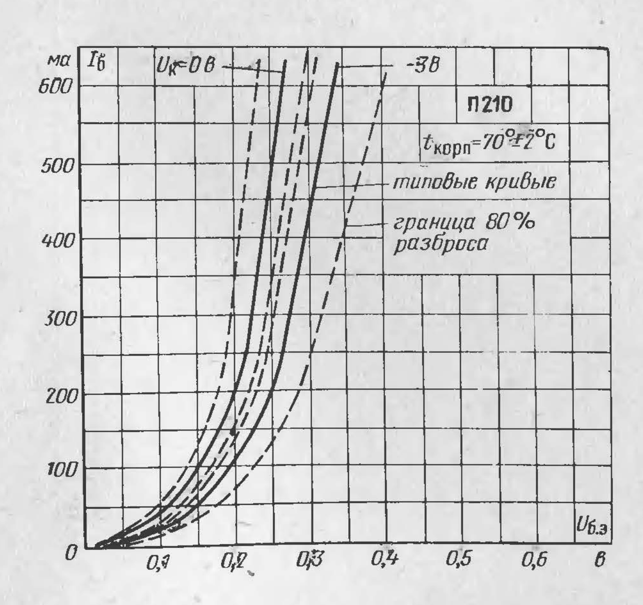
Зависимость обратного тока $I_{к.бо}$ от напряжения

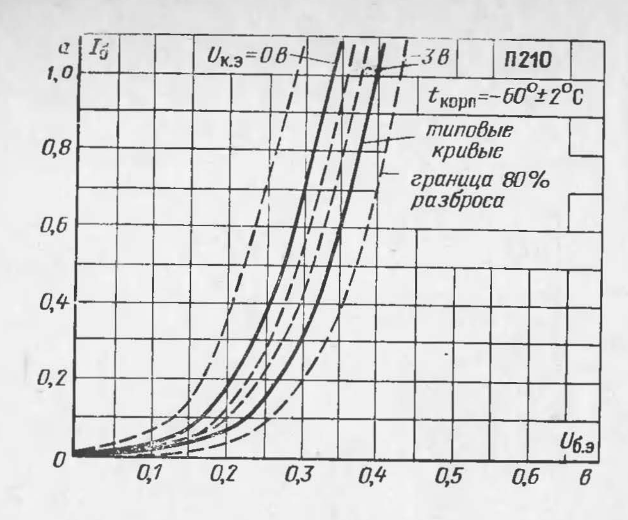


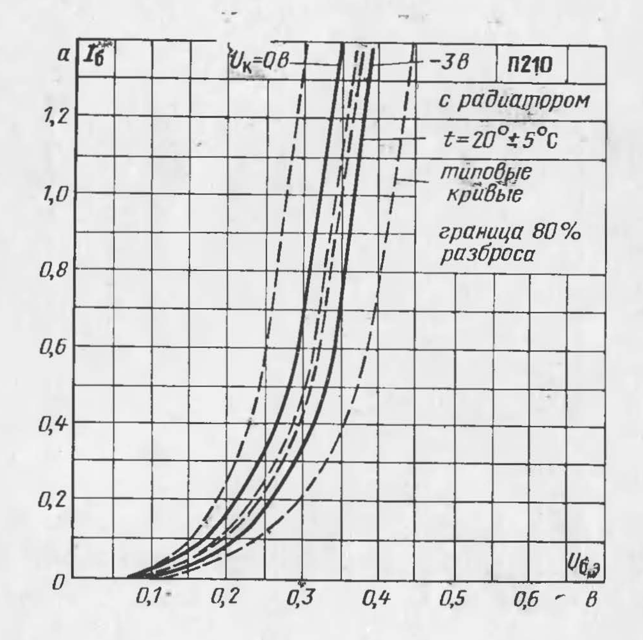
Типовые входные характеристики в схеме с общей базой



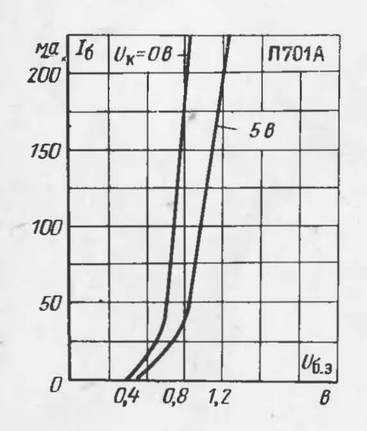
Типовые входные характеристики в схеме с общим эмиттером

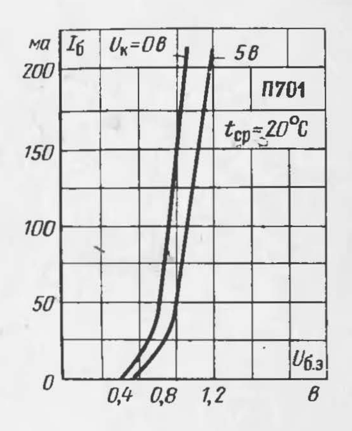




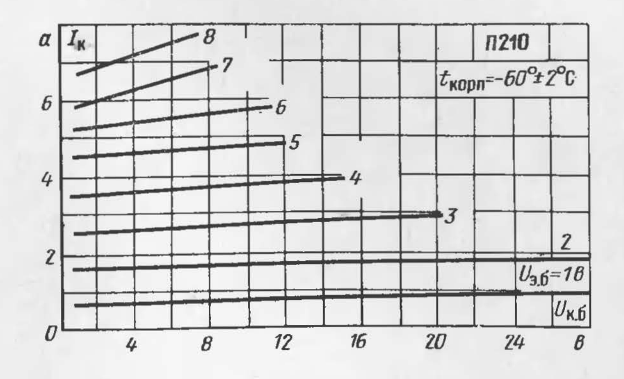


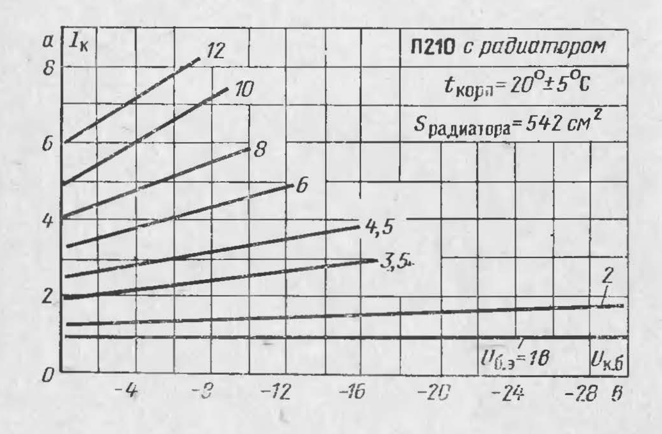
Усредненные входные характеристики в схеме с общим эмиттером

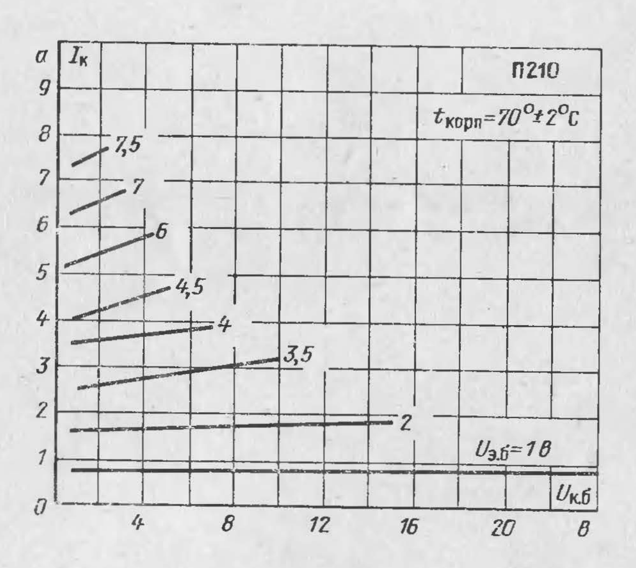




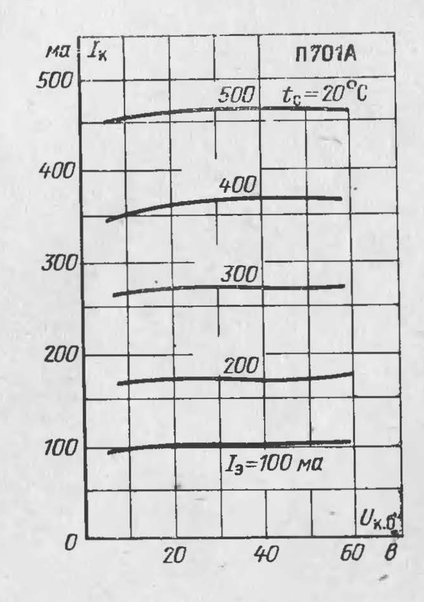
Типовые выходные характеристики в схеме с общей базой

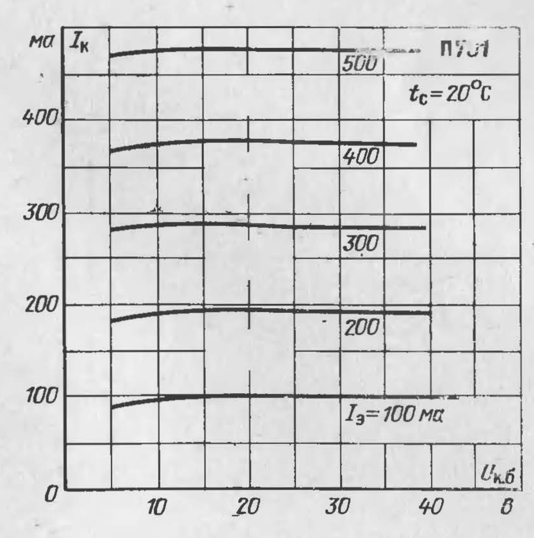




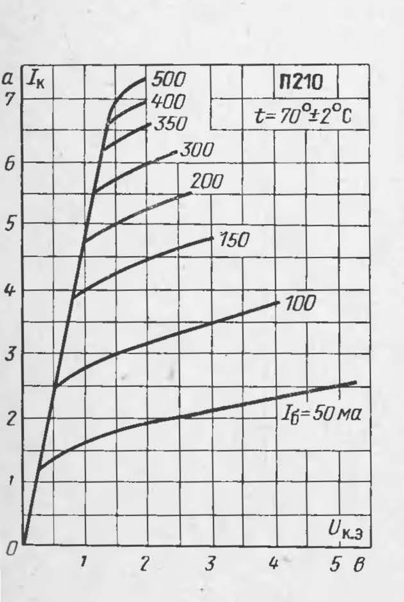


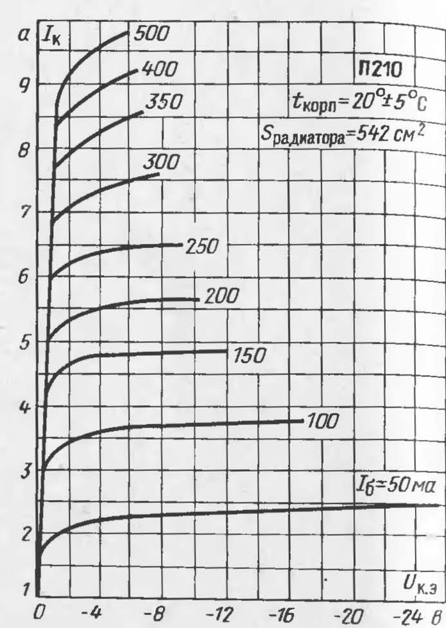
Усредненные выходные характеристики в схеме с общей базой

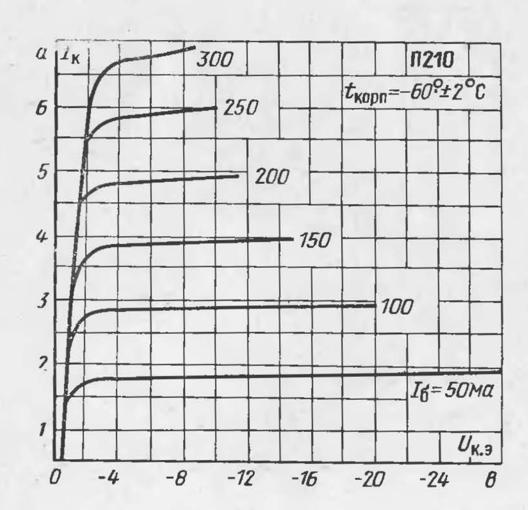




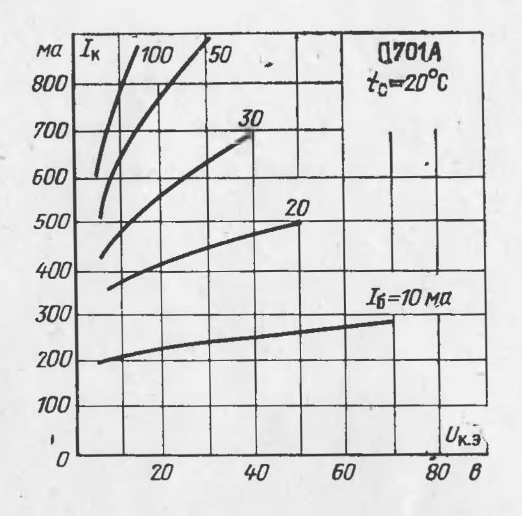
Типовые выходные характеристики в схеме с общим эмиттером







Усредненные выходные характеристики в схеме с общим эмиттером



ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ПРИМЕР РАСЧЕТА ДВУСТОРОННЕ ОРЕБРЕННОГО ТЕПЛООТВОДА

Для охлаждения транзистора П701 мощностью 7 *вт* рассчитать двусторонне оребренный теплоотвод, работающий в условиях естественной конвенции при температуре окружающей среды $T_c=50\,°C$.

Требуется определить геометрические размеры и число ребер.

Исходные данные: $T_{pn}=150\,°C$ (находится из справочника), $R_{т.п.т}=10\,°C/вт$ (находится из справочника), $R_{т.к.т}=1{,}2\,°C/вт$ (определяется экспериментальным путем), $T_c=50\,°C$, $P_{задан}=7$ *вт*.

1. Тепловое сопротивление теплоотвода по исходным данным находим из выражения:

$$R_{т.т.с.задан}=0{,}9\frac{(T_п-T_c)-P\,(R_{т.п.к}+R_{т.к.т})}{P},\ °C/вт;$$

$$R_{т.т.с.задан}=0{,}9\,\frac{(150-50)-7\,(10+1{,}2)}{7}\approx 2{,}8°\ C/вт.$$

2. Температура перегрева теплоотвод — среда

$$T_т-T_c=PR_{т.т.с};$$

$$T_т-50=7\cdot 2{,}8\approx 20;$$

$$T_т=70\,°C.$$

3. Выбираем величины L, l, b, δ, h, d согласно рекомендациям в гл. 6. Выбираем $l=100$ *мм*, $L=100$ *мм*, $b=8$ *мм*, $\delta=3$ *мм*, $d=3$ *мм*, $h=22$ *мм*.

4. Число ребер по формуле

$$n=\frac{l+b}{b+\delta}=\frac{100+8}{8+3}=\frac{108}{11}\approx 10\ \text{ребер}.$$

5. Определить оребренную поверхность теплоотвода для случая крепления транзистора с оребренной стороны по формуле

$$S_{оребр}=Lh2n_L+(l_1+l_2)\,h2n_{(l_1+l_2)}+lL+2n_L\delta h+4n_{(l_1+l_2)}\,h\delta;$$

$$S_{оребр}=100\cdot 22\cdot 2\cdot 8+70\cdot 22\cdot 2\cdot 2+100\cdot 100+2\cdot 8\cdot 3\cdot 22+4\cdot 2\cdot 22\cdot 3\approx$$
$$\approx 530\ см^2;$$

$$S_{полн}=2S_{оребр}=1\,060\ см^2.$$

Примечание. При креплении транзистора к теплоотводу часть ребер вырубается, поэтому с учетом геометрии корпуса транзистора число полный ребер n_L равно 8, число неполных ребер $n_{(l_1+l_2)}$ равно 2.

Длина полного ребра равна 100 *мм*, суммарная длина двух неполных половин ребра $l_1+l_2=70$ *мм*.

6. Определить мощность, рассеиваемую оребренной поверхностью, по формуле

$$P_{оребр}=[\alpha_к(T_т-T'_c)+\alpha_л(T_т-T_c)]-S_{полн}.$$

Предварительно определим следующие величины:

а) температуру среды между ребрами $T_{ic}=T_т-K$ определяем из графика рис. 24 ($K=17$) для $b=8$ *мм*: $T'_c=T_{ic}=70-17=53\,°C$;

б) конвективный коэффициент оребренной поверхности $\alpha_к$ по графику рис. 23 для

$$\left(\frac{T_т-T'_c}{l}\right)^{1/4}=\left(\frac{70-53}{l}\right)^{1/4}=\left(\frac{70-53}{100}\right)^{1/4};$$

$$\alpha_{к.оребр}=5{,}5\cdot 10^{-4}\ вт/(см^2\cdot°C).$$

в) коэффициент теплоотдачи лучеиспусканием оребреной поверхности

$$\alpha_{л.оребр}=\varepsilon\varphi(T_т,\ T_c)=0{,}9\cdot 0{,}18\cdot 9\cdot 10^{-4}\approx 1{,}5\cdot 10^{-4}\ вт/(см^2\cdot°C),$$

где

$$\varphi=f\left(\frac{h}{b}\right)=f\left(\frac{22}{8}\right)=0{,}17.$$

Величина $f(T,\ T_c)=9\cdot 10^{-4}$ *вт/(см²·°C)* находится из графика рис. 26.

Мощность, рассеиваемая оребренной поверхностью теплоотвода,

$$P_{оребр}=[\alpha_к(T_т-T'_c)+\alpha_л(T_т-T_c)]S_{оребр}=$$
$$=[5{,}5\cdot 10^{-4}(70-53)+1{,}5\cdot 10^{-4}(70-50)]\cdot 1060=$$
$$=(38{,}4\cdot 10^{-4}+30\cdot 10^{-4})\cdot 1\,060=7{,}2\ вт.$$

7. Проверка правильности расчета:

$$P_{оребр}\geqslant P_{задан};$$

$$P_{оребр}=7{,}2\ вт;\quad P_{задан}=7{,}0\ вт.$$

Итак, для транзистора типа П701 мощностью 7 *вт* при температуре $T_c=50\,°C$ рекомендуется использовать двусторонне оребренный теплоотвод с размерами:

$$l\times L=(100\times 100)\ мм,\ b=8\ мм,\ \delta=3\ мм,\ d=3\ мм,\ h=22\ мм.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Рамм Г. С.** Электронные усилители. М., «Связь», 1966.
2. **Цыкина А. В.** Проектирование транзисторных усилителей низкой частоты. М., «Связь», 1968.
3. **Журавлев А. А., Мазель К. Б.** Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах. М., «Энергия», 1964.
4. Расчет делителя напряжения в цепи базы транзисторного каскада. — «Радио», 1967, № 12, с. 51.
5. **Липман Р. А.** Полупроводниковые реле М., Госэнергоиздат, 1963.
6. **Коссов О. А.** Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений. М.—Л., «Энергия», 1964.
7. **Каралис В. Н.** Электронные схемы промышленности. М., «Энергия», 1966.
8. **Федотов Я. А.** Основы физики полупроводниковых приборов. М., «Советское радио», 1969.
9. Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам под ред. Н. Н. Горюнова. М., «Энергия», 1968.
10. **Агеев А. А.** Расчет радиаторов для диодов и транзисторов.— «Радио», 1968, № 6, с. 17—18.
11. **Журавлев И.** Усилитель для гитары-соло. — «Радио», 1971, № 2, с. 40.
12. **Пилипчук А., Семен В.** Стабилизатор напряжения компенсационного типа. — «Радио», 1971, № 9, с. 44—46.
13. **Полисский О., Калиниченко В.** Стабилизатор с защитой от перегрузок. — «Радио», 1971, № 9, с. 44—46.
14. **Назаров С.** Стабилизатор напряжения. — «Радио», 1969, № 3, с. 34—38.
15. **Шифрин-Крыжаловский Ю. А., Митин В. С.** Тепловая устойчивость транзисторов и надежность радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1966, 128 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Алексей Иванович Аксенов
Диана Николаевна Глушкова

Мощные транзисторы в радиоустройствах

Редактор *В. А. Фомичев*
Редактор издательства *В. А. Абрамов*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*
Технический редактор *О. Д. Кузнецова*
Корректор *И. А. Володяева*

Сдано в набор 18/XII 1972 г. Подписано к печати 7/I 1974 г. Т-01110
Формат 84×108[1]/32 Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 4,20 Уч.-изд. л. 3,77
Тираж 30 000 экз. Зак. 1499 Цена 16 коп.

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Набрано в Московской типографии № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.
Отпечатано во Владимирской типографии Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
г. Владимир, ул. Победы, д. 18-б. Зак. 26



Цена 16 коп.